13 ELETRÔNICA RÁDIO E TV

SUMÁRIO

INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO - TV
13ª LIÇÃO TEÓRICA
OSCILAÇÕES

Nesta lição, vamos apresentar um dos mais importantes fenômenos físicos, principalmente por sua aplicação em radiotécnica - o da oscilação, ou seja, o da formação de ondas. Não é necessário encarecer sua utilidade, pois o aluno sabe muito bem que o som que percebemos, a luz que enxergamos e, particularmente, som e luz (imagem) que recebemos em um aparelho de televisão impressionam nossos sentidos, através da energia que é transportada a distância pela onda.

Vamos iniciar nossa apresentação, dando algumas definições de utilidade para nosso curso.

I - Ondas

Define-se a onda como sendo uma variação periódica de um estado físico que se propaga na matéria ou no espaço.

Esta definição acadêmica pode ser entendida, facilmente, através de exemplos corriqueiros. De fato, suponhamos que se atire uma pedra na água de um lago sereno, ou então, para maior facilidade de exposição, na água de uma bacia, como ilustra a **figura 1.** Imediatamente se percebe que, no local onde a pedra cai, se cria uma modificação do estado físico, ou seja, a serenidade da água é perturbada pelo impacto da pedra, sendo essa modificação transmitida em toda a superfície, em forma de **ondas circulares**, que têm centro no ponto onde caiu a pedra. Temos aí um exemplo em que a propagação da onda, isto é, o movimento da onda, desde o centro de perturbação, chamado **fonte**, até as margens do lago (ou bordas da bacia), se faz através do meio material, que é a água.

Outro exemplo o aluno tem quando toca a corda de um instrumento, como um violão, por exemplo. Esta corda movimenta-se lateralmente (dizemos que ela **vibra**), e a perturbação de seu estado de equilíbrio modifica o ar ao seu redor, comprimindo-o e rarefazendo-o, de modo a produzir o som. Dizemos tratar-se de **onda sonora**. Como é evidente, ela se propaga no meio material que é o ar.

Esses dois exemplos são de ondas que podemos ver e sentir diretamente.

Figura 1 - Exemplo de formação de onda.

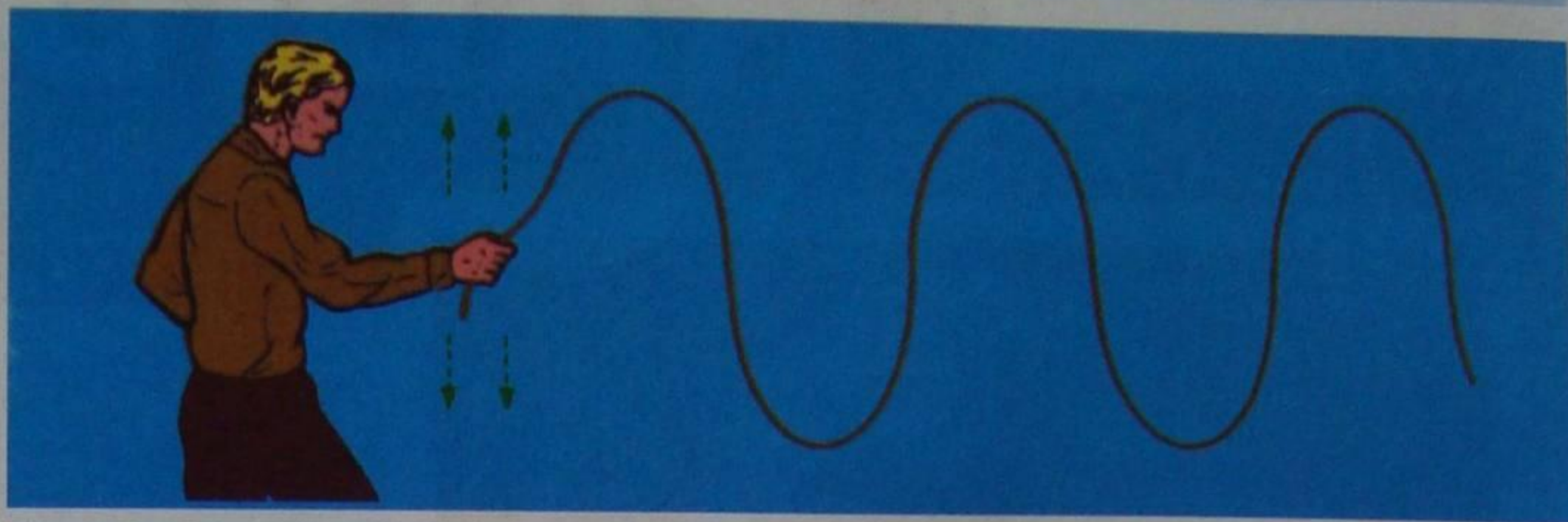



Figura 2 - Outro exemplo de formação de onda.

Entretanto, existe outro tipo de onda que não podemos ver diretamente, embora, em certas condições, possamos senti-la: é a produzida pela perturbação de um campo eletromagnético. É chamada **onda de rádio**, **onda eletromagnética** ou **onda hertziana**. Esta é a mais importante para o nosso estudo.

O que é fundamental, em todos os casos, é a **propriedade que a onda possui**, seja ela qual for, **de transportar energia**.

II - Elementos da onda

Toda onda se caracteriza por três grandezas: **amplitude**, **freqüência** e **velocidade de propagação**.

Para entender com facilidade essas características, suponha o aluno que uma corda seja impulsionada em uma de suas extremidades por movimentos verticais de vaivém, como mostramos na **figura 2**. Essa corda descreve, no espaço, uma onda que tem a forma chamada de **senoidal**. Se traçarmos um sistema de eixos ortogonais, passando pela mão do nosso bonequinho, fazendo coincidir o zero com o início do movimento, teremos a representação da **figura 3.** Dessa figura, podemos retirar algumas definições:

a) Elongação

Chama-se de **elongação** a distância de um ponto qualquer da curva até o eixo dos **X**. Na figura, **Y** é a elongação do ponto **P**.

b) Amplitude

Chama-se **amplitude** a elongação máxima. Na figura, a distância do ponto **A** ao eixo **X** é a amplitude, assim como o é a distância do ponto **C** ao eixo **X**. Para diferenciá-las, dizemos que a amplitude de **A**, que está na região de **Y** positivo, é **positiva**, e a de **C**, por estar na região de **Y** negativo, é **negativa**.

c) Fase

Pontos da curva que têm mesma elongação e mesmo sentido são ditos **em fase**. Assim, os pontos **P** e P_1 da figura estão em fase, porque têm a mesma elongação **Y** e ambos estão no ramo crescente da curva. Note que o ponto P_2 não está em fase com **P** e P_1, porque ele está no ramo decrescente da curva, embora tenha a mesma elongação. Por outro lado, P_2 está em fase com P_3.

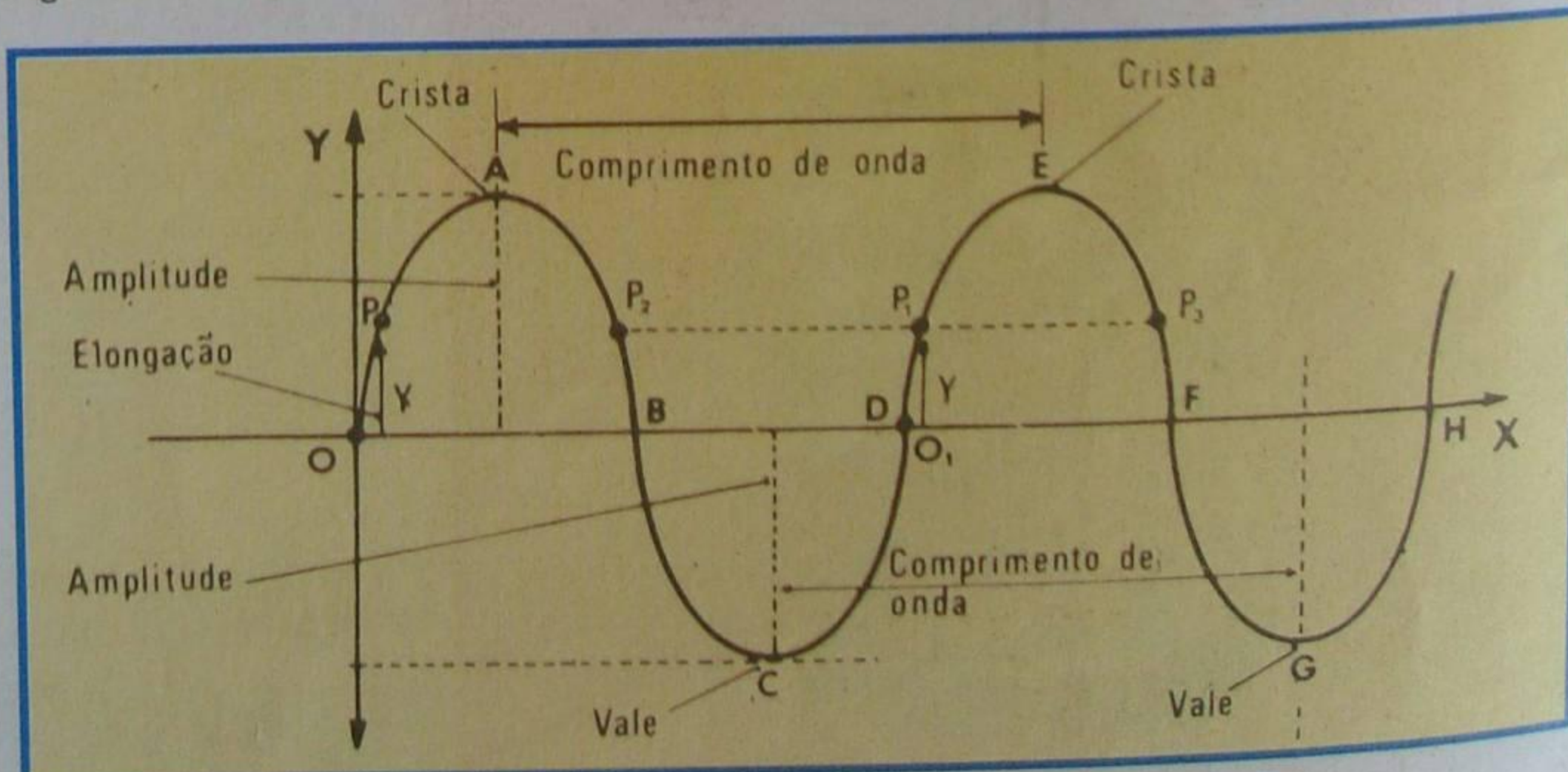



Figura 3 - Elementos de uma onda senoidal.

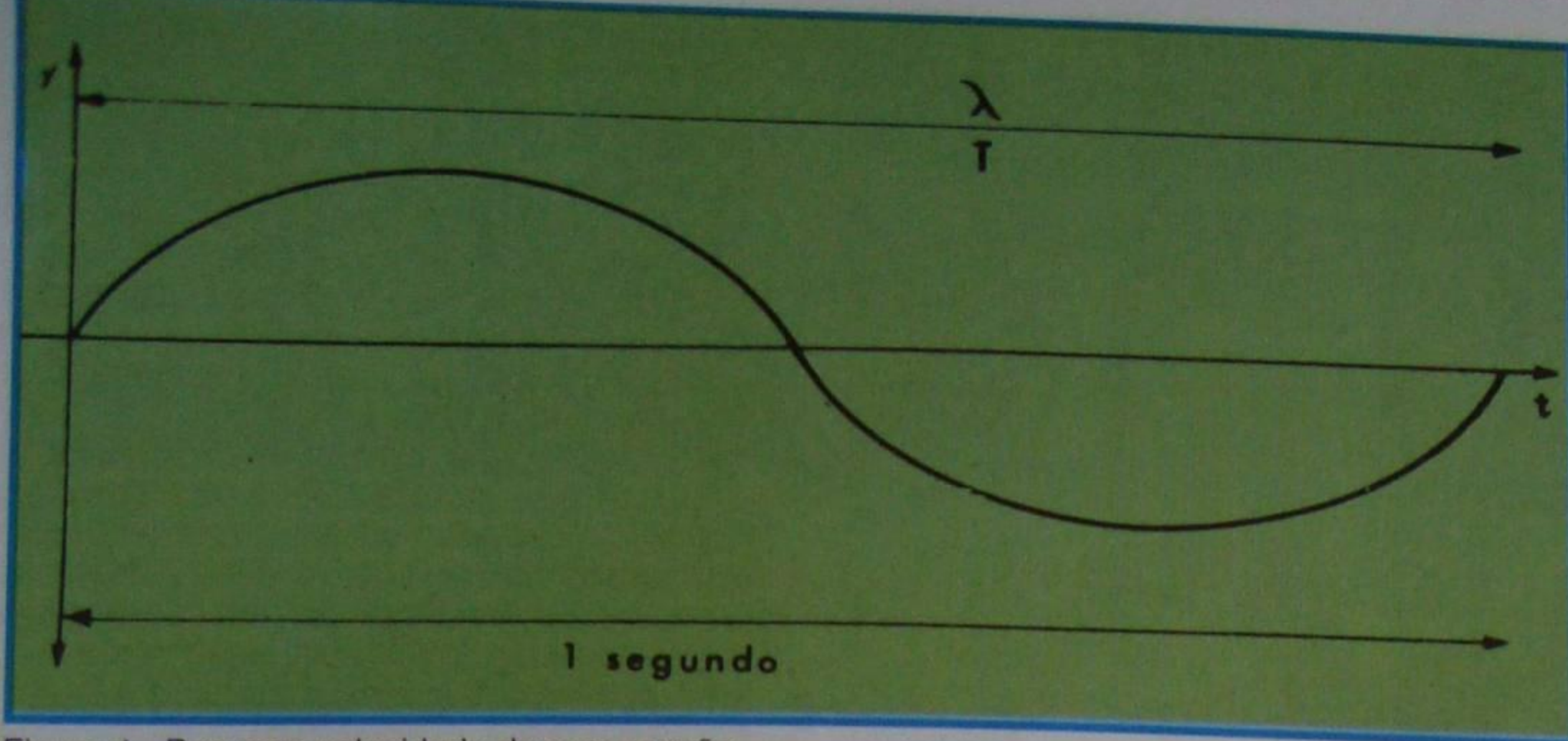



Figura 4 - Pequena velocidade de propagação.

d) Comprimento de onda

Chama-se de **comprimento de onda** a distância entre dois pontos **em fase** e com **mesma** elongação. Assim, as distâncias **AE, CG, PP_1** e **P_2P_3** de nossa figura representam o comprimento de onda.

e) Crista e vale

Dá-se o nome de **crista** à amplitude positiva e de **vale**, a negativa. Os pontos **A** e **C** representam, respectivamente, uma crista e um vale.

Dadas estas definições preliminares, podemos complementá-las, introduzindo o conceito de freqüência e de velocidade de propagação que, juntamente com a amplitude já definida, afirmamos tratar-se das características fundamentais da onda para o estudo da radiotécnica. Para isso, em vez de considerar o eixo dos **X** como representativo das distâncias, admitamos que ele represente o tempo. Deste modo consideramos como início da contagem do tempo o momento em que nosso bonequinho começa a movimentar a corda. É claro que, desse momento em diante, vai sendo formada a onda, que se propaga até o fim da corda. Daí decorre:

1ª) Velocidade da onda

É a velocidade com que um ponto qualquer da corda se desloca. Como a velocidade é a divisão do espaço pelo tempo gasto em percorrê-lo, observando a figura 3, podemos calculá-la com facilidade. De fato suponhamos que a perturbação da corda para ir de **O** a **O_1** gastou o tempo **t**.

Então, chamando de **v** a velocidade, de λ (lê-se lambda) a distância **OO_1** que, como o aluno pode notar, nada mais é que o **comprimento de onda**, podemos escrever:

$$v = \frac{\lambda}{t}$$

Em particular, ao tempo que a corda leva para se deslocar de um comprimento de onda damos o nome de **período** e o representamos pela letra T; logo, podemos escrever que:

$$v = \frac{\lambda}{T}$$

2ª) Freqüência

Admitamos que nosso bonequinho efetue o movimento de vaivém muito lentamente. Então, a velocidade de propagação é pequena, e a corda ficaria como mostramos na **figura 4.** Suponhamos agora que ele movimente a corda rapidamente. É claro que a velocidade aumenta, e a corda ficaria com o aspecto que mostramos na **figura 5**. Para facilidade, vamos supor que as duas curvas das figuras 4 e 5 foram obtidas movimentando a corda durante um mesmo tempo, digamos, um segundo. É fácil observar que, para a figura 4, a corda tem período de 1 segundo e, para a figura 5, seu período é de 1/5 de segundo, ou seja, em 1 segundo, ela realizou 5 períodos.

Para distinguir a velocidade das ondas, define-se sua **freqüência como sendo o número de períodos (ou ciclos) que a onda efetua em um segundo.**

A unidade de freqüência, ou seja, um ciclo por segundo, recebe o nome de **Hertz** e abrevia-se **Hz**.

Hz = Freqüência = nº de vezes por segundo

Assim, diremos que a freqüência da onda da figura 4 é de 1 Hz; a da figura 5 é de 5 Hz.

Em radiotécnica, trabalha-se com freqüências muito elevadas; por isso, utilizam-se os múltiplos do Hertz, que são:

1) **Quilohertz** - Abrevia-se KHz e vale 1 000 Hz.

2) **Megahertz** - Abrevia-se MHz e vale 1 000 000 (um milhão) de Hz ou 1 000 KHz.

3) **Gigahertz** - O gigahertz é uma unidade muito grande, correspondente a um trilhão (1 000 000 000 000) de Hz. Não é usado em transmissões radiofônicas comuns de rádio e TV, mas se emprega em microondas e em comunicações espaciais (satélites).

III - Oscilações amortecidas e permanentes

Vamos supor que nosso bonequinho produza alguns movimentos vibratórios (movimentos de vaivém) na extremidade da corda e, depois, pare bruscamente. Está claro que a onda também cessará, mas não bruscamente, e sim aos poucos, diminuindo a amplitude progressivamente, como mostramos na **figura 6.** Esse tipo de

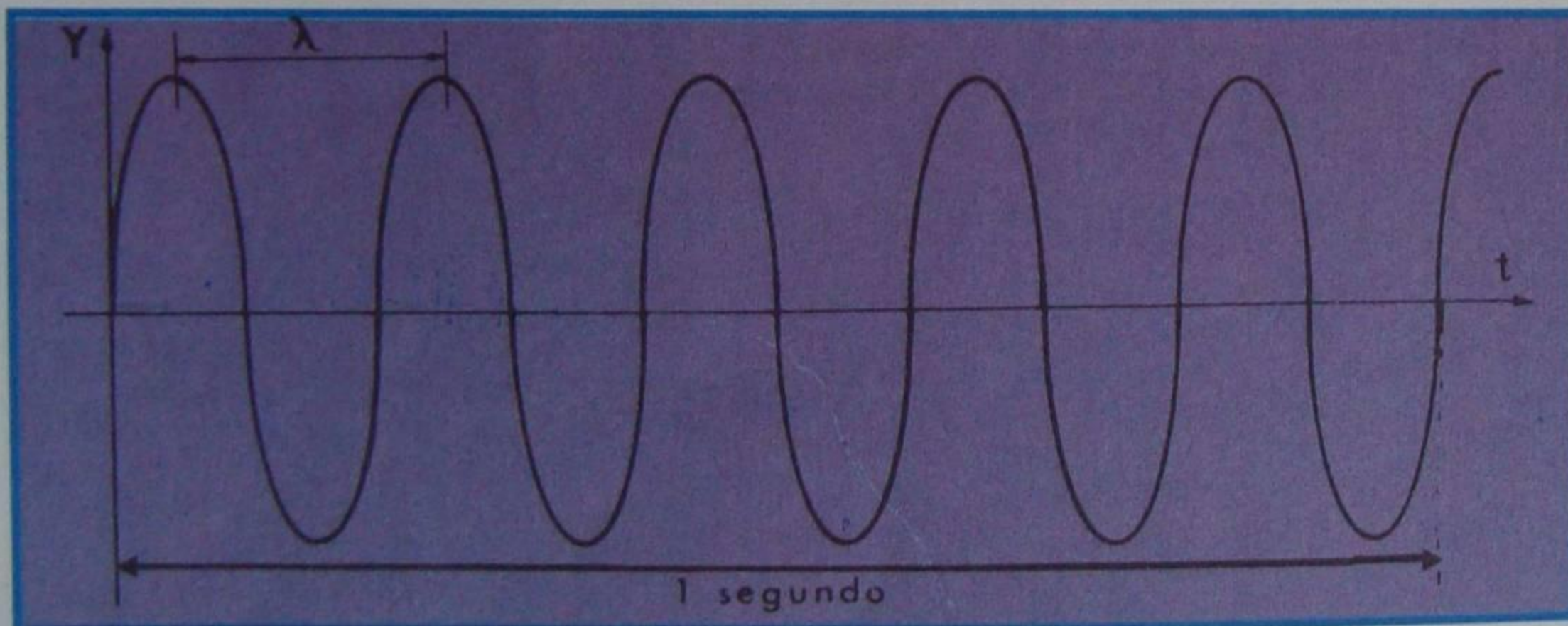



Figura 5 - Grande velocidade de propagação.

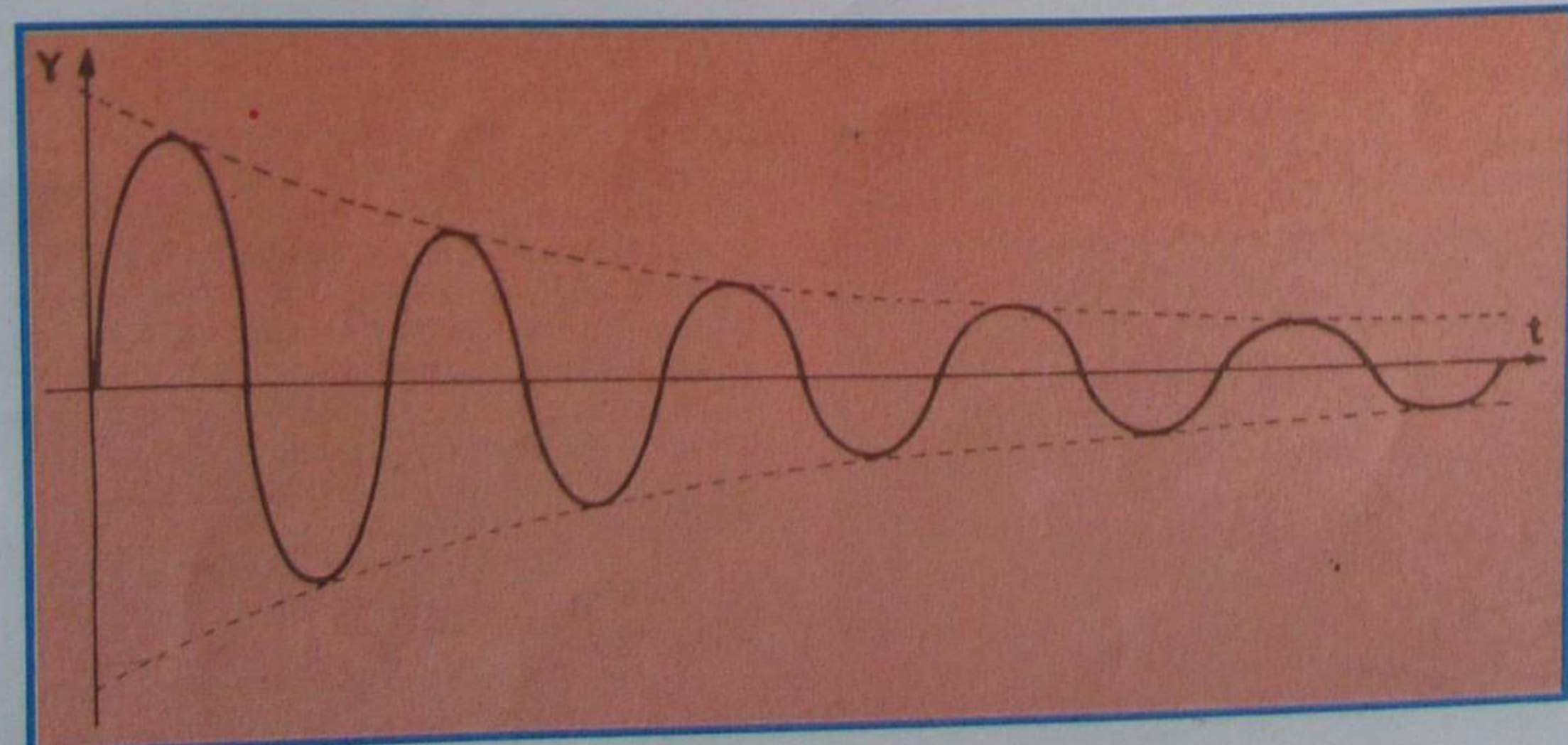



Figura 6 - Onda amortecida.

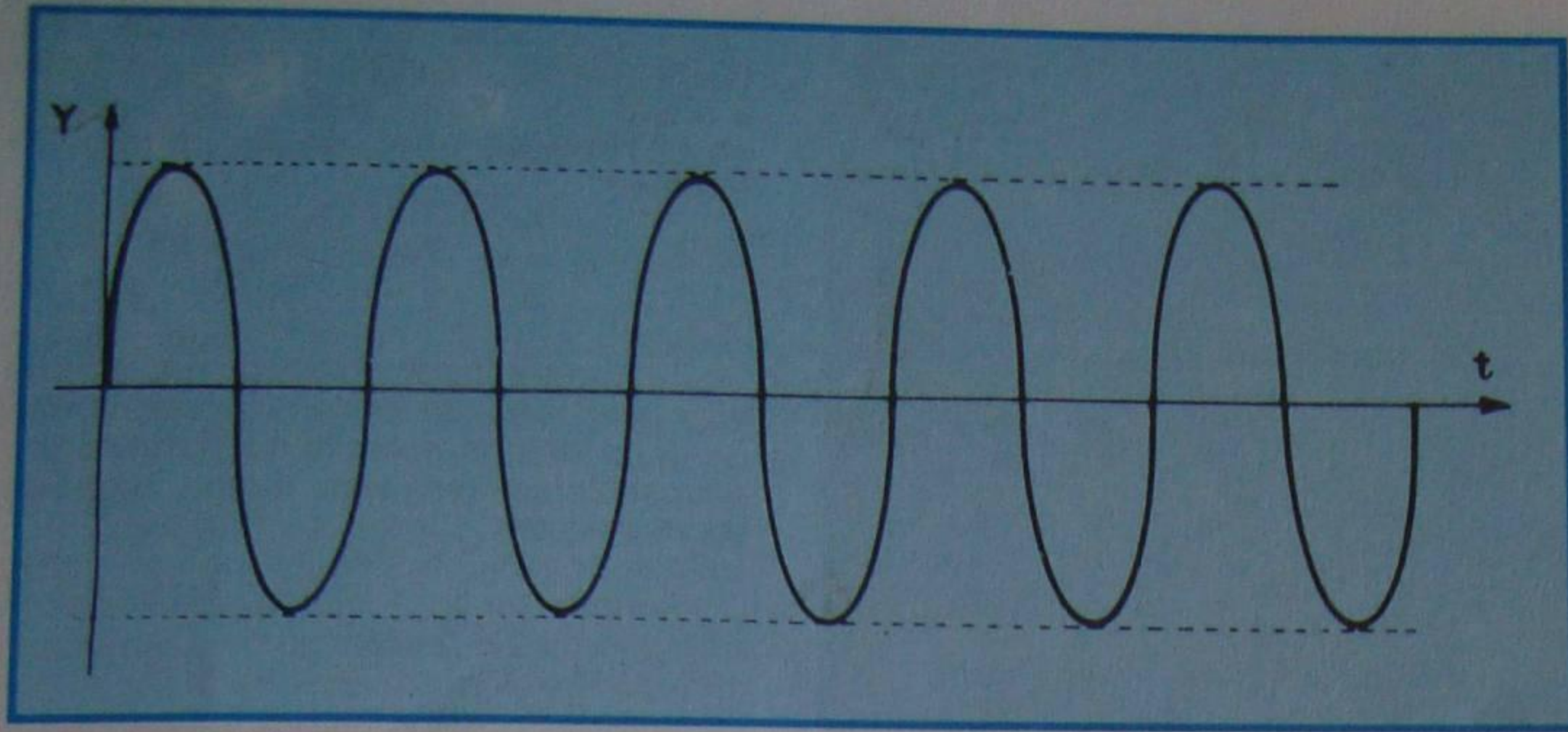



Figura 7 - Onda persistente.

onda é chamado de **onda amortecida**. Nela, os períodos se mantêm, mas a amplitude vai diminuindo, segundo uma lei logarítmica, até anular-se.

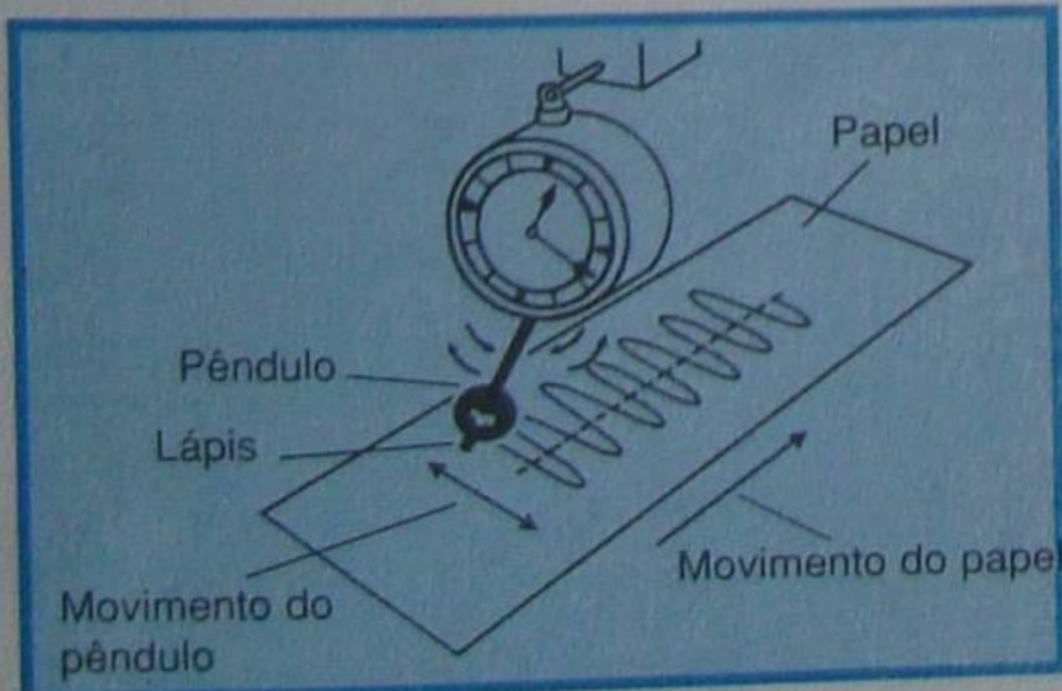
Se o bonequinho mantiver sempre o mesmo ritmo de vibração na ponta da corda, a onda se conservará sempre com a mesma amplitude e a mesma freqüência. Dizemos, então, que se trata de onda **permanente**, também chamada de oscilação **forçada**, **persistente** ou **mantida**, e seu aspecto é o que mostramos na **figura 7**.

Para que a oscilação seja permanente, é necessário aplicar energia ao sistema oscilante, constantemente. No nosso exemplo, essa energia é fornecida pelo braço do bonequinho.

Um exemplo de oscilador mecânico muito conhecido é o do pêndulo de um relógio. O aluno sabe que o pêndulo efetua movimento vibratório (de vaivém) em torno de um eixo, que corresponde à posição de equilíbrio (pêndulo parado). Se colocarmos na ponta do pêndulo um lápis e deslocarmos um papel no sentido perpendicular ao movimento do pêndulo, teremos desenhado uma onda exatamente igual à que temos estudado até aqui. Na **figura 8**, mostramos o diagrama do dispositivo. É de se notar que a energia necessária à manutenção do movimento do pêndulo é fornecida pela corda do relógio ou por outro dispositivo mecânico qualquer.

IV - Oscilações elétricas

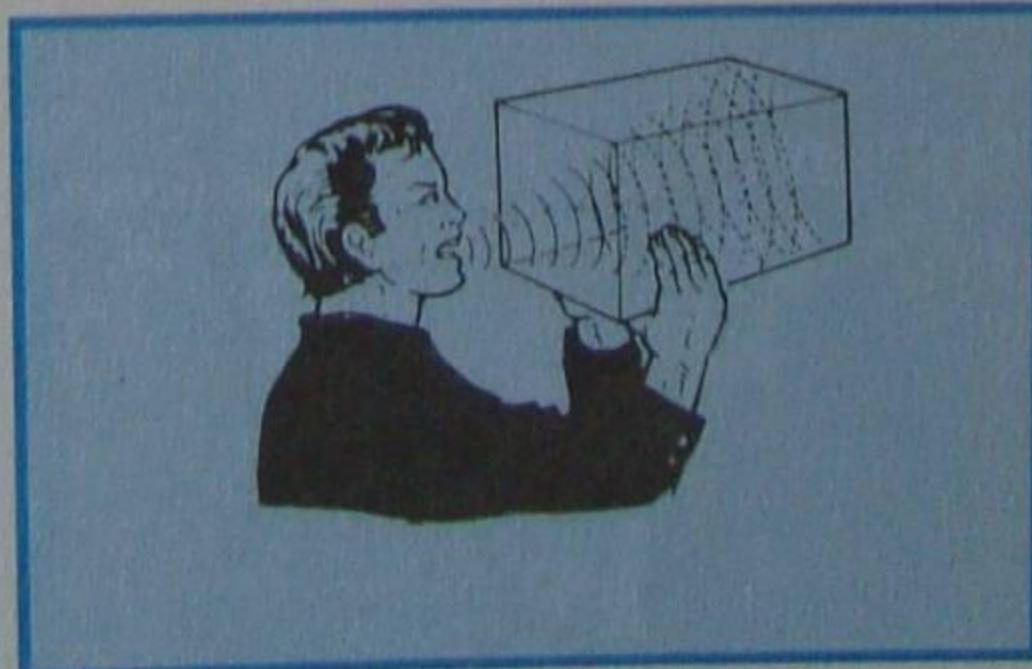
Os elementos da onda que definimos mais acima servem de introdução ao estudo das oscilações elétricas ou eletromagnéticas, que são de fundamental importância na propagação das ondas de rádio.

Um fenômeno básico da oscilação é o que se chama de **ressonância**. Passemos a analisá-lo.

a) Ressonância

O fenômeno da ressonância é geral e se manifesta em toda a natureza. Todos os corpos sujeitos a movimentos vibratórios (oscilatórios) apresentam ressonância. O aluno certamente já tomou contato com o fenômeno, embora sem estar a par do que acontece. De fato, já observou que alguns objetos, como copos ou bibelôs, mesmo situados a certa distância de um aparelho de som (rádio ou eletrofone) vibram ao serem produzidas determinadas notas. O fenômeno é chamado de **ressonância**, e a freqüência da nota que faz vibrar o corpo é chamada de **freqüência de ressonância.**

As caixas dos instrumentos musicais, como a caixa do violão, por exemplo, é um ressoador. Assim, quando se "fere" a corda, suas vibrações entram em ressonância com o ar contido no interior da caixa, e o som se apresenta muito mais intenso.

Uma experiência bastante simples, que o aluno pode fazer para verificar o efeito da ressonância, é aquela citada na lição sobre sonofletores, que consiste em falar-se defronte de uma lata, dessas de 20 litros, por exemplo, que tenha uma extremidade totalmente aberta, como mostramos na **figura 9**. Variando a tonalidade da voz, ou seja, a freqüência do som, verificará que existe uma delas para a qual o som se apresenta muito mais intenso. Quando isto se dá aconteceu a ressonância, ou seja, a freqüência do som emitido é **igual** à freqüência de ressonância da lata.

Outro exemplo de ressonância podemos ter quando, estando dois músicos sentados um em frente ao outro, ambos com o mesmo instrumento de corda (dois violoncelos, por exemplo), um deles toca uma das cordas. Se os dois instrumentos estão com a mesma afinação, a corda idêntica do instrumento que não foi tocado começa a soar, espontaneamente. Isto acontece porque as vibrações do ar, produzidas pela corda tocada, atingem a corda idêntica, que possui freqüência de oscilação igual. Esta começa a vibrar. É o fenômeno da ressonância.

De tudo o que anteriormente expusemos, acreditamos ter o aluno percebido que todo corpo (ou sistema) tem um estado de oscilação que lhe é inerente, chamado de **oscilações livres** ou **próprias** e, quando uma freqüência externa coincide com a freqüência das oscilações livres, o corpo entra em ressonância.

Vejamos como obter um sistema oscilante livre, em eletricidade.

b) Oscilações elétricas próprias

O circuito elétrico oscilante mais simples é constituído por uma indutância em série com uma capacitância, como mostramos na **figura 10**. Vamos, com esses dois componentes L e C, mais uma chave de um pólo e duas posições (Ch) e uma bateria B, montar o circuito esquematizado em **b** desta figura.

Feito isto, coloquemos a chave na posição 1. O capacitor C se carregará com a mesma tensão da bateria B. Agora, passemos a chave para a posição 2. Como a bobina é um caminho fácil para a corrente contínua, o capacitor se descarregará através dela. Essa corrente de descarga estabelece um campo magnético através da bobina. Depois de certo tempo, toda a energia do capacitor se transferiu para a bobina, em forma de campo magnético. Quando o capacitor está completamente descarregado, cessa a corrente, e o campo magnético, não tendo mais com que se sustentar, começa a diminuir. Mas, a diminuição do campo faz aparecer uma força contra-eletromotriz de indução que, como o aluno sabe, é de polaridade oposta à tensão original do capacitor. Essa força eletromotriz faz com que o capacitor se carregue novamente, mas com polaridade oposta à inicial. Quando o capacitor estiver totalmente carregado, o campo magnético do indutor terá desaparecido, ou seja, sua energia terá sido transferida para o campo elétrico do capacitor. A partir daí, o processo se repete em sentido inverso: o capacitor descarrega-se através do indutor, transferindo a energia do campo elétrico para o campo magnético do indutor, só que com polaridade oposta a anterior, já que a corrente se inverteu em virtude de ter havido inversão da polaridade do capacitor. Quando o indutor armazenar toda a energia do campo elétrico do capacitor, este estará completamente descarregado. A partir desse momento, o indutor começa a devolver a energia para o capacitor, carregando-o novamente, agora com polaridade igual à inicial.

Se não houvesse nenhuma perda de energia, o processo se repetiria indefinidamente.

Na **figura 11**, mostramos as quatro fases do fenômeno. Na primeira, o capacitor está totalmente carregado;

Figura 8 - Circuito mecânico para exemplo.

Figura 9 - Verificando a ressonância.

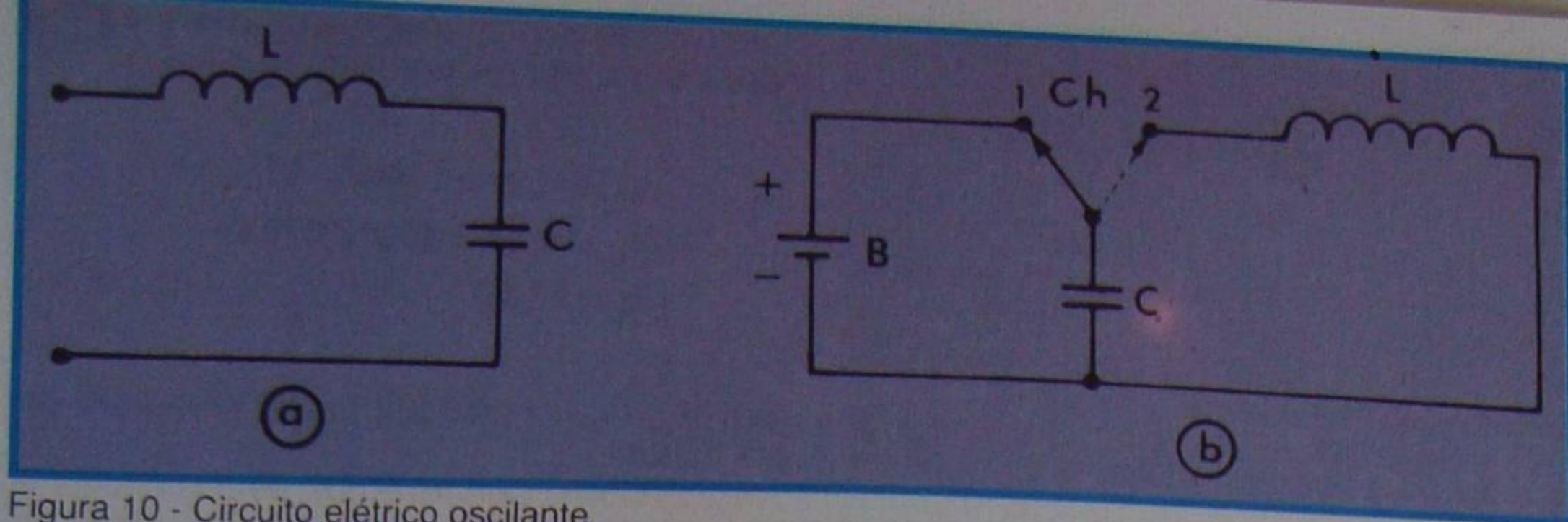



Figura 10 - Circuito elétrico oscilante.

portanto, tem sua máxima energia no campo elétrico. Na segunda, o capacitor se descarrega e transfere sua energia totalmente para o campo magnético. Na terceira, o capacitor volta a adquirir a energia máxima, mas o campo elétrico mudou de sentido e, finalmente, na quarta, a energia é devolvida à indutância, que tem seu campo agora com sentido oposto. A partir daí, tudo se repete.

O circuito apresentado é um **oscilador**.

De fato, observando a corrente, verificamos que ela efetua um movimento de vaivém e, se representássemos as diversas fases do movimento expostas na figura 11 em um sistema de eixos, teríamos a **figura 12,** que o aluno facilmente identifica como a representação de uma onda. Lá, indicamos com as letras A, B, C e D, dentro de círculos, as fases mostradas na figura 11. Certamente, a quinta fase corresponde ao reinício do período, ou seja, quando a situação volta a ser igual à inicial.

As oscilações do circuito são chamadas de **oscilações próprias** ou **livres**.

A freqüência da oscilação depende exclusivamente dos valores da indutância e da capacitância.

Intuitivamente, podemos concluir que, mantendo constante a indutância e variando a capacitância, a freqüência de oscilação, chamada **freqüência própria** ou **característica,** variará também. Por outro lado, quanto **maior** for a capacitância, **menor** será a freqüência, pois mais tempo o capacitor levará para transferir sua energia à indutância.

Mantendo constante a capacitância e variando a indutância, teremos efeito semelhante, ou seja, haverá modificação na freqüência própria da oscilação e, quanto **maior** for a indutância, **menor** será a freqüência, pois mais tempo o campo magnético levará para devolver sua energia ao capacitor.

A relação entre a freqüência e as constantes L e C do circuito é dada pela fórmula:

$$f = \frac{1}{6{,}28\ \sqrt{L \cdot C}}$$

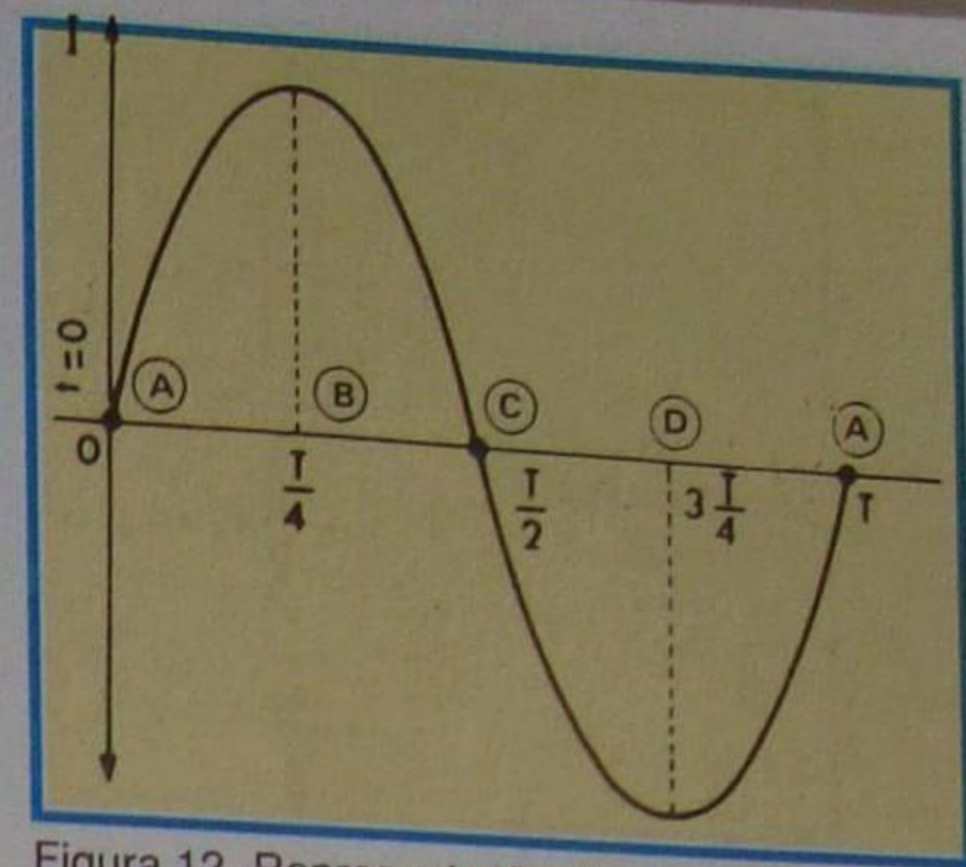



Figura 12 -Representação das fases.

conhecida como fórmula de Thompson. Nesta fórmula, para termos a freqüência em Hertz, devemos substituir o valor da indutância em Henrys e o da capacitância, em Farads.

Como afirmamos, o circuito oscilante descrito gerará uma onda senoidal persistente, se não houver perda de energia. Na prática, isto não se verifica, porque tanto o capacitor como o indutor possuem resistência que dissipa energia sob a forma de calor. Então, a onda obtida é do tipo mostrado na figura 6, ou seja, **amortecida**.

Se tivermos possibilidade de compensar a energia perdida, a onda se manterá sempre com a mesma amplitude, ou seja, será persistente. Para o circuito oscilante apresentado na figura 10, poderíamos compensar a energia, carregando o capacitor toda vez que ele voltasse às condições iniciais da oscilação.

Os transmissores e os receptores de rádio necessitam de circuito que gere onda persistente. Esse circuito recebe o nome de oscilador e será estudado, com detalhes, na lição prática seguinte.

c) Oscilações elétricas forçadas

No item anterior, mostramos que o circuito LC série (poderia ser LC paralelo e o fenômeno seria o mesmo) entrará em oscilação livre, se aplicarmos a ele energia.

A fonte de energia, no caso, era devida à bateria B, utilizada apenas para carregar o capacitor e depois desligada do circuito.

Vamos supor, agora, que o nosso circuito LC seja ligado constantemente a uma fonte senoidal de energia, cuja freqüência possa ser variada. É o que esquematizamos na **figura 13**. Sabemos que, em tal circunstância, o capacitor se carrega e se descarrega no mesmo ritmo da fonte, e tudo se passa como se a corrente atravessasse o capacitor, ou seja, temos um circuito LC (ou RLC, se considerarmos que a bobina tem resistência) ligado em uma rede de tensão alternada.

Sabemos que a corrente I do circuito é senoidal e apresenta uma defasagem em relação a tensão do gerador. Essa defasagem terá atraso ou adiantamento, segundo predomine a reatância indutiva ou a capacitiva.

Como a freqüência do gerador pode ser variada, não é difícil imaginarmos que

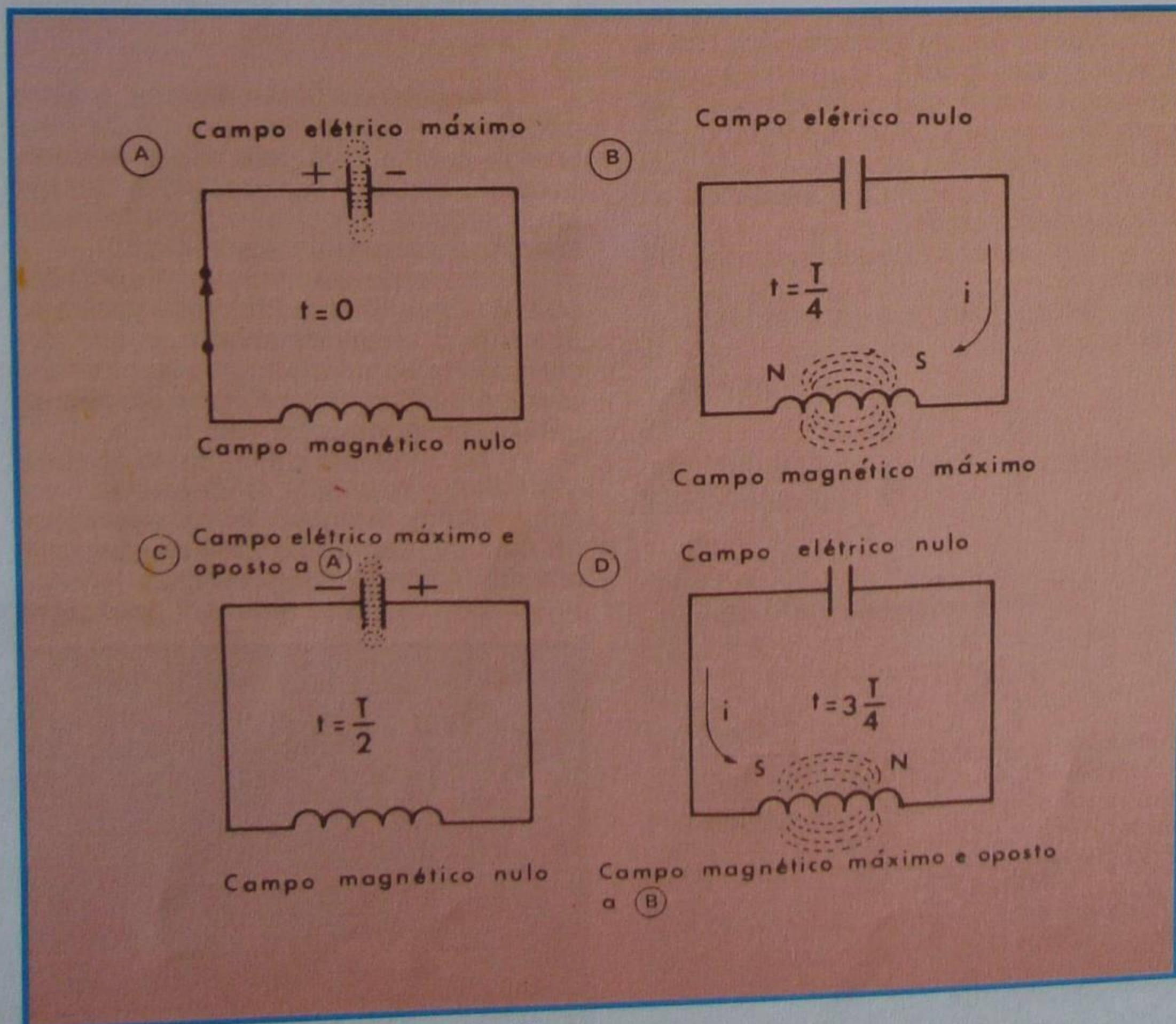



Figura 11 - Carga e descarga do circuito LC.

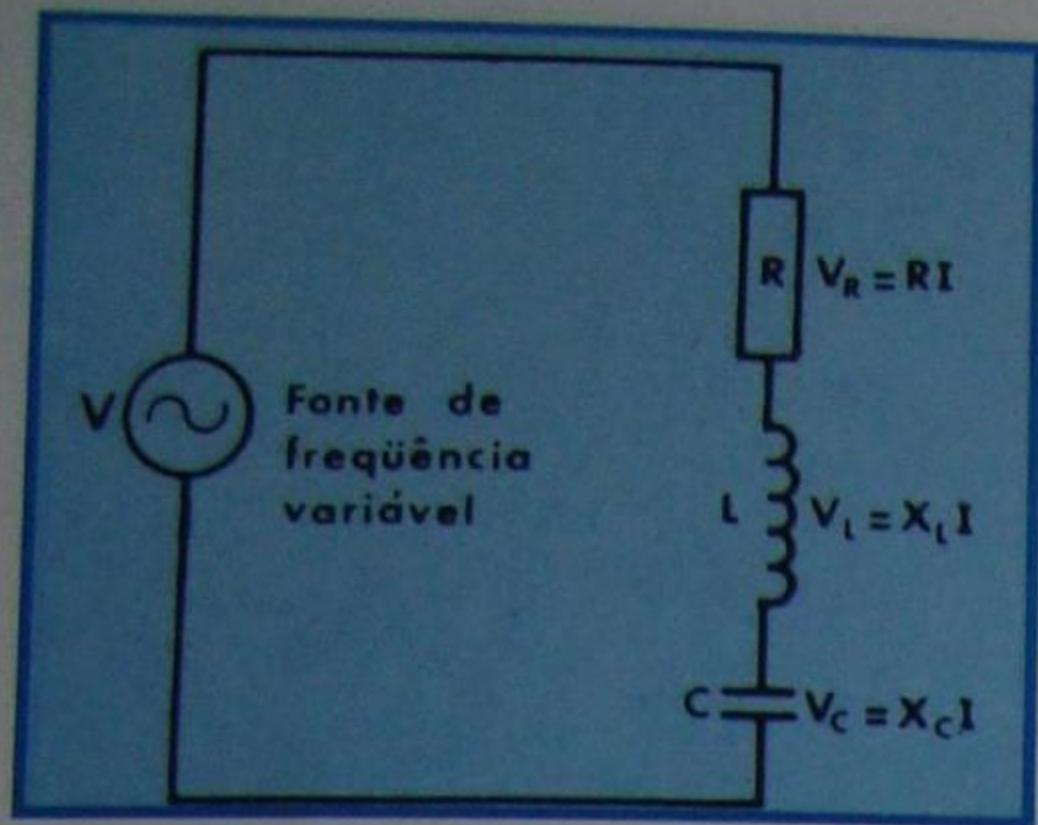



Figura 13 - Circuito LC alimentado.

se possa encontrar uma em que o ritmo de carga e descarga coincida exatamente com aquele que o capacitor necessita para produzir oscilações livres. Quando isto acontece, temos a **oscilação forçada**, pois o circuito foi "forçado" a entrar em oscilação, e esta freqüência corresponde à **freqüência de ressonância do circuito**.

Na ressonância, as reatâncias são **iguais** e de sinais **contrários;** portanto, seus efeitos se anulam. Com isso, anula-se também a defasagem, e a potência retirada da fonte é a máxima.

d) Ressonância do circuito RLC série

A impedância de um circuito RLC série é dada pela expressão:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \qquad (1)$$

onde X_L é a reatância indutiva que, como se sabe, é calculada pela fórmula:

$$X_L = 2\pi \, . \, f \, . \, L \quad \text{(onde } 2\pi = 6{,}28\text{)}$$

e X_C é a reatância capacitiva determinada pela expressão:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \, . \, f \, . \, C}$$

Como X_L aumenta com a freqüência e X_C diminui com o aumento da freqüência, existe uma freqüência tal em que $X_L = X_C$. Neste caso, temos:

$$2\pi \, . \, f \, . \, L = \frac{1}{2\pi \, . \, f \, . \, C}$$

donde, retirando o valor de **f**, resulta:

$$4\pi^2 f^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow f^2 = \frac{1}{4\pi^2 \, L.C}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \, . \, \sqrt{LC}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{LC}}$$

justamente a fórmula de Thompson apresentada linhas atrás, que permite determinar a freqüência de ressonância, conhecendo-se os valores de L e de C.

Na condição de ressonância, como $X_L - X_C = 0$, pois $X_L = X_C$, a fórmula (1) fica:

$$Z = R$$

isto é, o circuito se comporta como se tivesse somente a resistência R. A corrente I será:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{V}{R}$$

e é a maior possível. Se não existisse R, ela seria infinita.

Se representarmos um gráfico "corrente x freqüência" teremos a curva apresentada na **figura 14**, conhecida como **curva de ressonância**. O aluno percebe que, variando progressivamente a freqüência, a corrente vai aumentando até atingir o máximo para a freqüência **fr** (freqüência de ressonância). A partir daí, mesmo aumentando a freqüência, a corrente decresce e volta a zero, para freqüência muito elevada.

Uma conseqüência importante da ressonância em estudo é que a diferença de potencial nos terminais do indutor e do capacitor, na freqüência de ressonância, pode ser muitas vezes maior do que a tensão do gerador externo.

Vamos dar um exemplo numérico, e o aluno perceberá que é assim. Admitamos, então, que a resistência R da figura 13 seja de 10Ω; o capacitor C, de 100μF; a indutância L, de 0,07043 H; e de 110 V e 60 Hz a tensão e a freqüência da fonte respectivamente.

Com esses valores, o circuito ressoa.

Na ressonância, a corrente I será:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{110}{10} = 11A$$

A reatância capacitiva será de:

$$X_C = \frac{1}{6{,}28 \times f \times C} = \frac{1}{6{,}28 \times 60 \times \frac{100}{1.000.000}}$$

$$X_C = \frac{1000\,000}{6{,}28 \times 60 \times 100} = 26{,}53 \text{ ou } 26{,}5\Omega$$

aproximadamente.

É claro que a reatância indutiva deve ser a mesma. Verifiquemos:

$$X_L = 6{,}28 \times f \times L$$
$$X_L = 6{,}28 \times 60 \times 0{,}07043$$
$$X_L = 26{,}53$$

ou 26,5 Ω, aproximadamente, como era de se esperar.

Como conhecemos as reatâncias e a corrente, podemos calcular as quedas de tensão na resistência, na indutância e na capacitância.

Vem:

na resistência:

$$V_R = R \times I = 10 \times 11 = 110 \text{ V}$$

no indutor:

$$V_L = X_L \times I = 26{,}5 \times 11 = 291{,}5 \text{ V}$$

no capacitor:

$$V_C = X_C \times I = 26{,}5 \times 11 = 291{,}5 \text{ V}$$

Como o aluno observa, a tensão nos componentes reativos (L e C) é muito maior do que a aplicada.

Se simplesmente somarmos as quedas $V_R + V_L + V_C$ encontraremos:

$$110 + 291{,}5 + 291{,}5 = 693 \text{ V}$$

Analisando dessa maneira, o aluno pode supor que o circuito RLC devolva energia para a fonte. **Isto não é verdade**, porque o circuito é passivo, isto é, não tem fonte própria; logo, não pode fornecer energia, mas somente absorvê-la.

A razão de termos encontrado 693 V é que a soma foi feita deliberadamente de **maneira errada**, já que, em corrente alternada, temos que levar em conta a defasagem e efetuar um tipo de cálculo conhecido como **vetorial**.

No exemplo dado, basta lembrar que, no capacitor, a corrente está **adiantada** em relação a tensão aplicada e, no indutor, ela está **atrasada** em igual relação. Assim, embora as duas tensões sejam elevadas, elas estão em oposição e

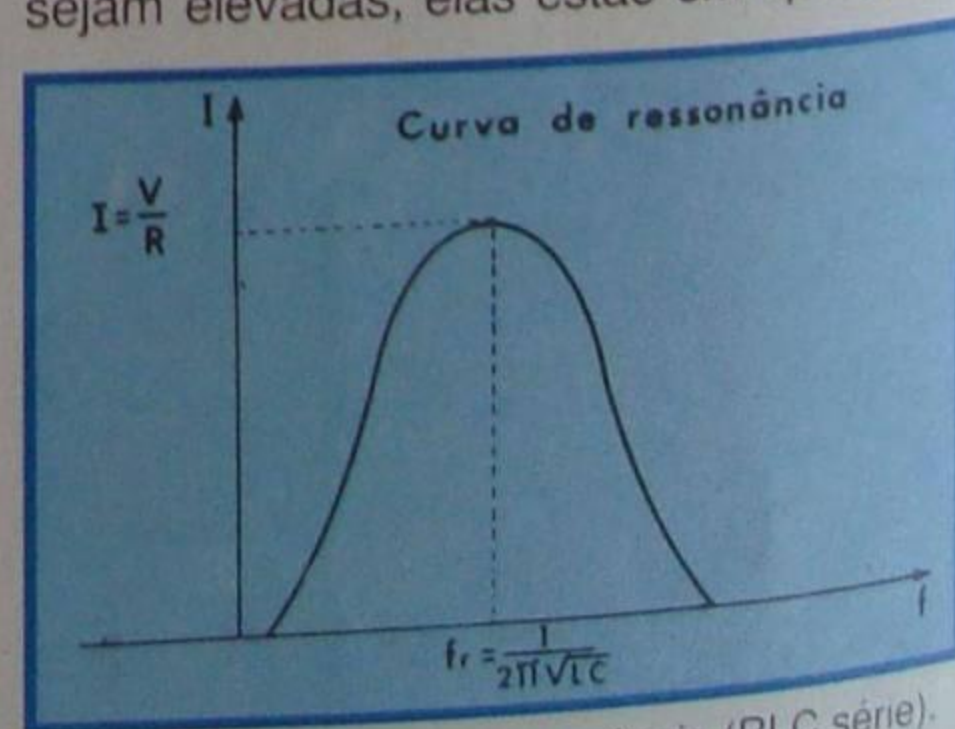



Figura 14 - Curva de ressonância (RLC série).

se anulam, de modo que a soma das tensões parciais será:

$$110 + 291{,}5 - 291{,}5 = 110\ V$$

que é a tensão da rede.

e) Fator de mérito

A tensão no indutor, na ressonância, é:

$$V_L = I \times X_L = \frac{V}{R}\ 6{,}28\ f \times L$$

ou:

$$V_L = V \times \frac{6{,}28\ f \times L}{R}$$

O fator:

$$\frac{6{,}28\ f \times L}{R}$$

é chamado de **fator de mérito** ou **coeficiente de sobretensão** e representado por **Q**. Como se percebe, quanto menor for a resistência maior será o fator de mérito, e mais alta será a tensão nos terminais do indutor ou capacitor; daí o nome de fator de sobretensão. Em nosso exemplo, o **Q** é de:

$$Q = \frac{6{,}28 \times f \times L}{R} = \frac{26{,}5}{10} = 2{,}65$$

Como o fator de mérito, para uma dada freqüência, depende da relação L/R, na prática é possível construir bobinas com alto **Q** e, portanto, com elevada sobretensão. Em radiotécnica, as bobinas geralmente têm **Q** superior a 100.

O circuito ressonante é fundamental em radiotécnica, porque ele permite selecionar uma freqüência que nos interessa receber.

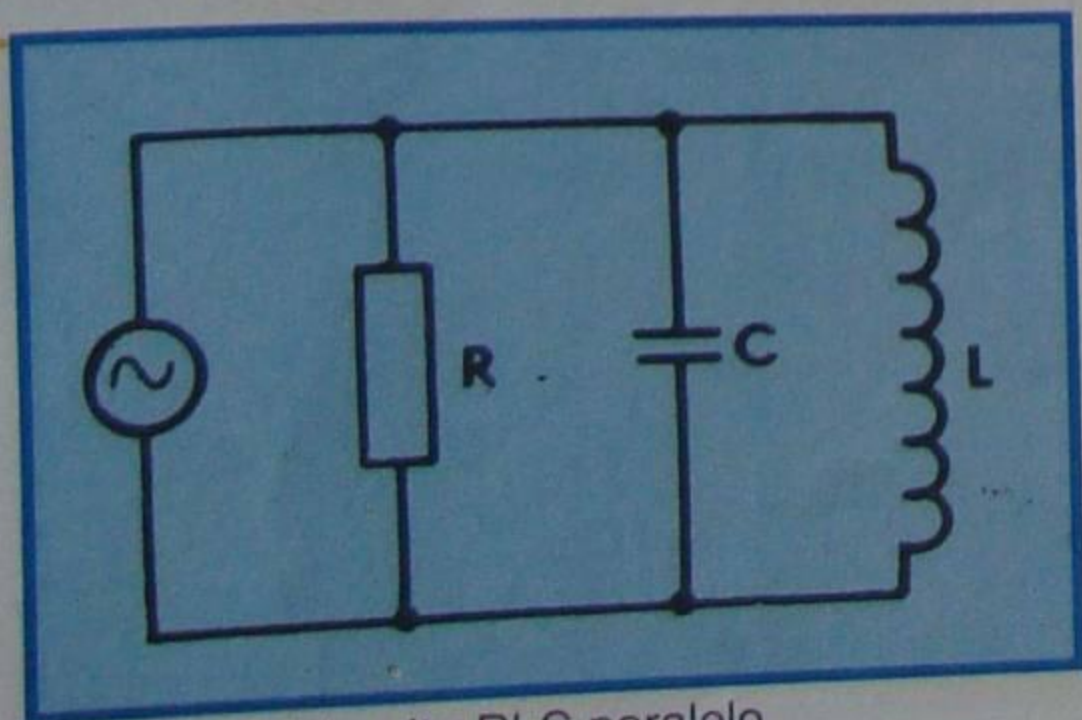



Figura 16 - Circuito RLC paralelo.

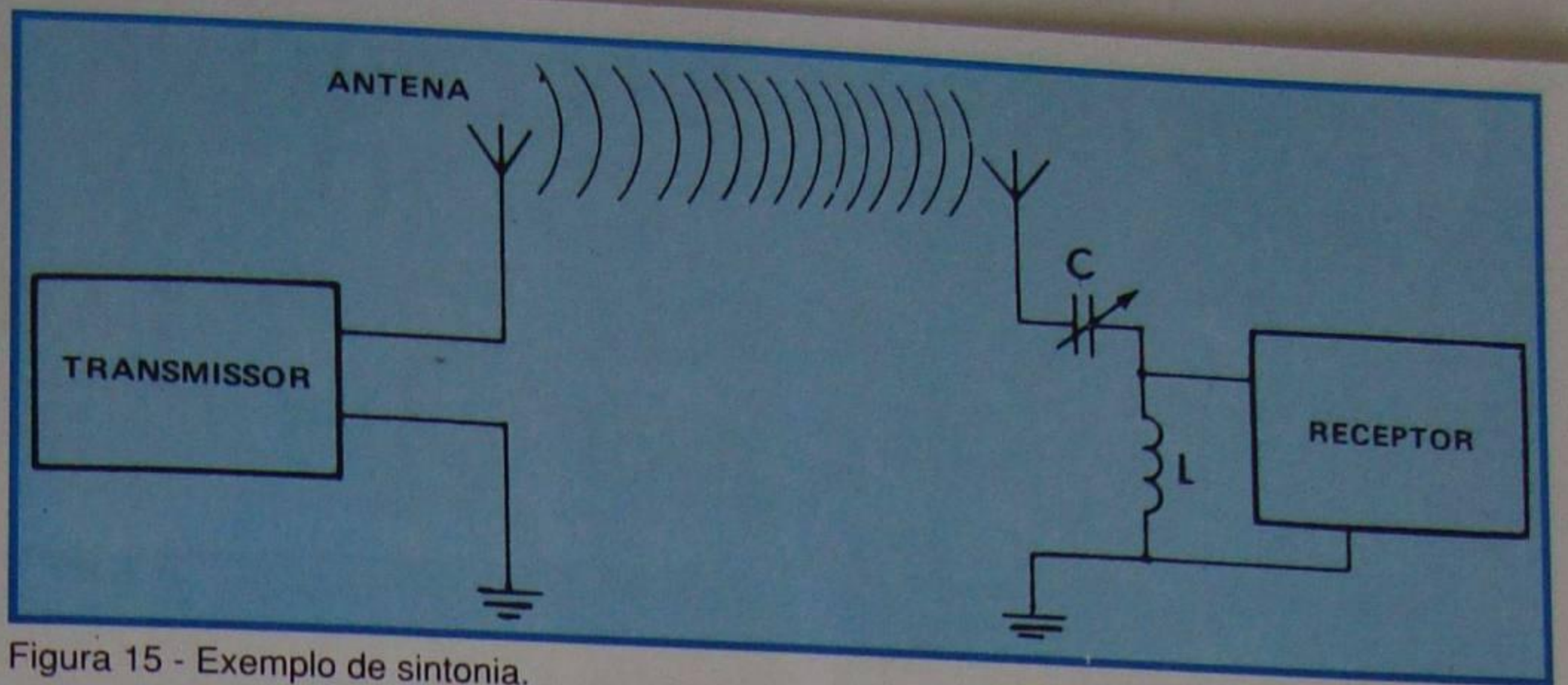



Figura 15 - Exemplo de sintonia.

Imagine o aluno um arranjo como o da **figura 15**. Temos um transmissor que produz uma onda de freqüência conhecida, digamos de 1 000 KHz. Essa onda, partindo da antena do transmissor, atinge a antena do receptor. Digamos que ela induza nessa antena um sinal de 10 µV. Admitamos que o indutor do circuito LC da entrada do receptor tenha Q = 100. Então, se variarmos a capacitância ou a indutância do circuito, de maneira que sua freqüência própria seja de 1 000 KHz, ele entrará em ressonância com o sinal recebido na antena, e a tensão nos terminais da bobina (ou do capacitor) será 100 vezes maior, ou seja:

$$V_C = 100 \times 10\ \mu V = 1\ 000\ \mu V = 0{,}001\ V$$

Para qualquer outra freqüência diferente da de ressonância, o circuito apresenta impedância alta, isto é, corrente baixa, e não há sobretensão, o que significa que o circuito **seleciona** somente a emissora que o obriga a entrar em oscilação forçada (ressonância). Tais circuitos são chamados de **circuitos de sintonia**. Futuramente teremos oportunidade de analisá-los com mais detalhes.

Pode-se perceber que, variando a capacitância do capacitor C, modificamos a freqüência própria do circuito, e ele entrará em ressonância com a freqüência de outra emissora. Na prática, os rádios possuem capacitor variável para esta finalidade.

f) Ressonância do circuito RLC paralelo

O circuito RLC paralelo, como mostramos na **figura 16,** excitado por uma fonte de freqüência variável, também entrará em ressonância, quando sua freqüência própria coincidir com a freqüência da fonte.

Quando isto acontece, a **impedância** do circuito é **máxima**, e a **corrente** é **mínima**, contrariamente ao que se deu com o circuito RLC série que analisamos. Neste caso, a corrente, na indutância, é igual à corrente na capacitância.

Se representarmos a curva da corrente em função da variação da freqüência, teremos a **figura 17**. Como se nota, a corrente é mínima quando se atinge a ressonância. Esta curva é o inverso da mostrada na figura 14. O circuito RLC paralelo por isso também é chamado de **anti-ressonância**.

Na condição de ressonância, a impedância do circuito é dada pela expressão:

$$Z = \frac{L}{CR}$$

A tensão V, nos terminais do capacitor ou do indutor, na ressonância, é dada por:

$$V = I_C \sqrt{\frac{L}{C}}$$

É fácil verificar que, mesmo sendo I_C, pequeno, podemos obter tensão elevada, fazendo a relação L/C grande. Esta tensão não pode ser mais elevada do que a da fonte, mas a corrente sim. Há, então, uma **condição de sobrecorrente**.

Quando estudarmos o circuito de entrada do receptor de rádio, voltaremos ao assunto com mais detalhes, sobretudo porque o circuito RLC paralelo é bastante utilizado para a sintonia do receptor.

Por ora, esperamos que o aluno, ao tomar este primeiro contato com a matéria, medite bastante sobre ela, não se preocupando com o aspecto matemático da questão, embora isso ajude bastante nas conclusões, mas, exclusivamente, com o fenômeno qualitativo.

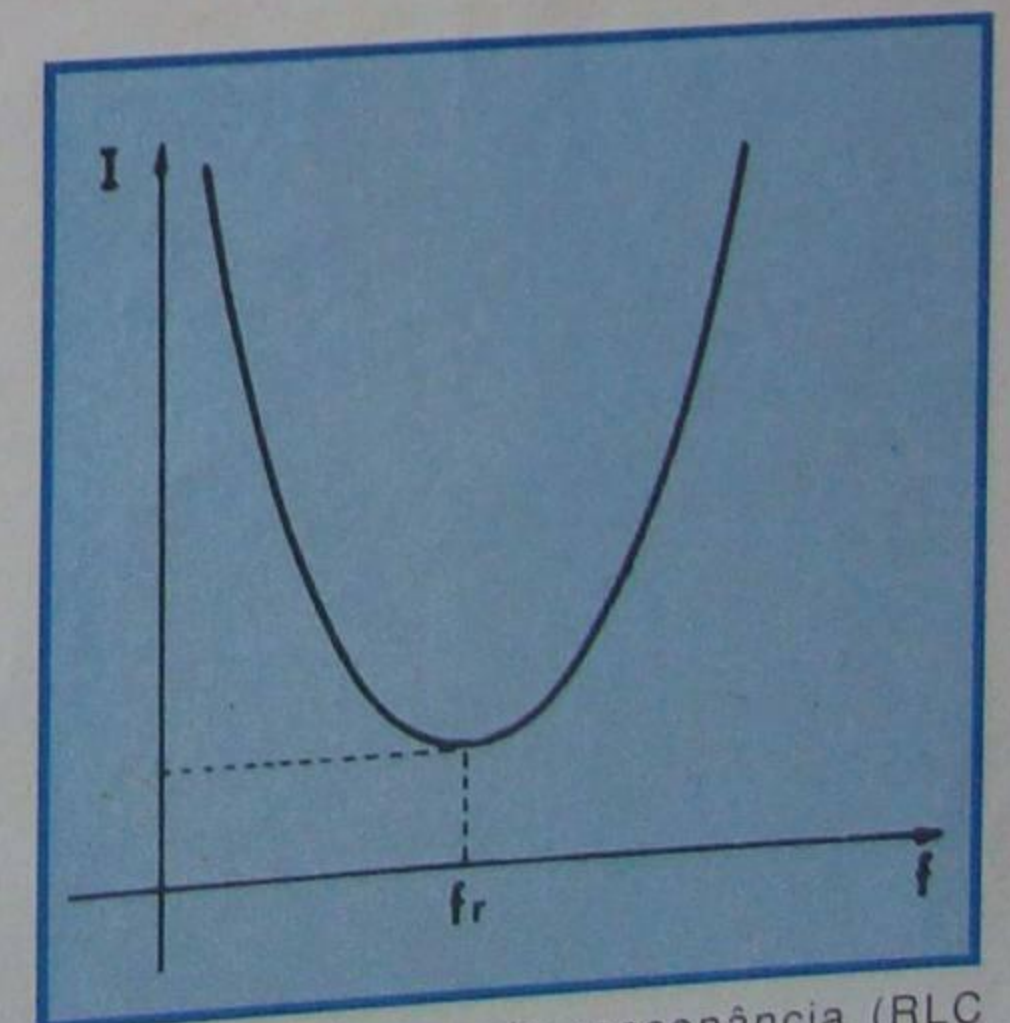



Figura 17 - Curva de ressonância (RLC paralelo).

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO - TV

13ª LIÇÃO PRÁTICA

OSCILADORES

Todo circuito que **mantém** a oscilação, ou seja, que não permite que a onda se amorteça, é chamado de oscilador. Os osciladores têm grande aplicação em eletrônica. Assim, por exemplo, são usados nos transmissores para gerar a onda de alta freqüência que transporta as informações (sinais de vídeo, som, teletipo, etc.); nos laboratórios, como dispositivo para ajuste de receptores, amplificadores etc.; nos gravadores, nos receptores de rádio, na indústria (para aquecimento por RF), na Medicina (ondas ultracurtas, ultravioleta etc).

O princípio de funcionamento de todos os osciladores é a **realimentação positiva**, ou seja, a aplicação do sinal de saída de um amplificador à sua própria entrada, com a mesma fase. Na **figura 18,** mostramos o diagrama de bloco de um amplificador, onde uma parte do sinal de saída, parte esta que chamamos de B, volta à entrada. Esse esquema é de um amplificador **realimentado**. O sinal de realimentação chamamos de e_r. Conforme seja a fase entre os sinais e_i e e_r, teremos duas conseqüências diferentes:

1ª) - e_i e e_r com fases diferentes

Recordemos o que se entende por fase. Dizemos que dois fenômenos periódicos, isto é, que se repetem identicamente com o tempo, estão em fase, quando têm **o mesmo período** e variam **no mesmo sentido**. Por exemplo, aplicando uma tensão alternada (senoidal) a uma resistência, aparece corrente que também é alternada (senoidal) e está em fase com a tensão. De fato, quando a tensão é zero, a corrente também é zero. Quando a tensão atinge seu valor máximo, a corrente também alcança o máximo, e assim por diante: neste exemplo, **corrente e tensão caminham juntas no tempo.**

Se aplicarmos a mesma tensão alternada a uma bobina (indutância), a tensão e a corrente não mais estarão em fase.

Figura 19 - Comparação de fase entre corrente e tensão.

Figura 18 - Circuito realimentado (em blocos).

Figura 20 - Associação dos geradores.

Realmente, sabemos que a força contra-eletromotriz induzida age de modo a se opor à variação de corrente. Assim, quando a tensão varia do máximo ao zero, a corrente o faz do zero ao máximo, havendo, portanto, um **atraso** no valor máximo da corrente, em relação ao máximo da tensão. Dizemos que há uma **diferença de fase** de 90° (caso a resistência do indutor seja nula). Os dois exemplos citados estão representados na **figura 19.** Note que a fase não se refere só à relação entre tensão e corrente. Poderia ser aplicada à relação entre duas ou mais tensões ou duas ou mais correntes, separadamente. Por exemplo, podemos associar dois geradores senoidais idênticos, em série, como mostramos na **figura 20.** Se os dois geradores tiverem a mesma fase, a tensão que se pode obter nos terminais de saída será igual a duas vezes a tensão de cada um. Mas, se os geradores forem de fases opostas, quando a tensão de um deles aumentar a outra diminuirá na mesma quantidade, de modo que a tensão resultante será nula.

Feito este parêntese, voltemos à figura 18.

Admitamos que e_i e e_r estejam em oposição de fase. Quando aplicamos e_i na entrada do amplificador, ela é amplificada, e a parcela e_r retorna em série com e_i. Neste caso, a soma de e_i com e_r dá um valor menor que o de e_i sozinho, e o ganho do amplificador cai. Dizemos que há realimentação negativa. O aluno já tomou conhecimento do assunto, quantitativamente, quando tratamos da polarização automática sem capacitor de derivação (de emissor).

Na **figura 21**, apresentamos outro circuito em que o sinal de saída é introduzido diretamente na entrada, através de um capacitor, cuja função é exclusivamente a de bloquear a corrente contínua. O transistor, na montagem de emissor à massa, inverte o sinal na saída; conseqüentemente, a tensão reinjetada na

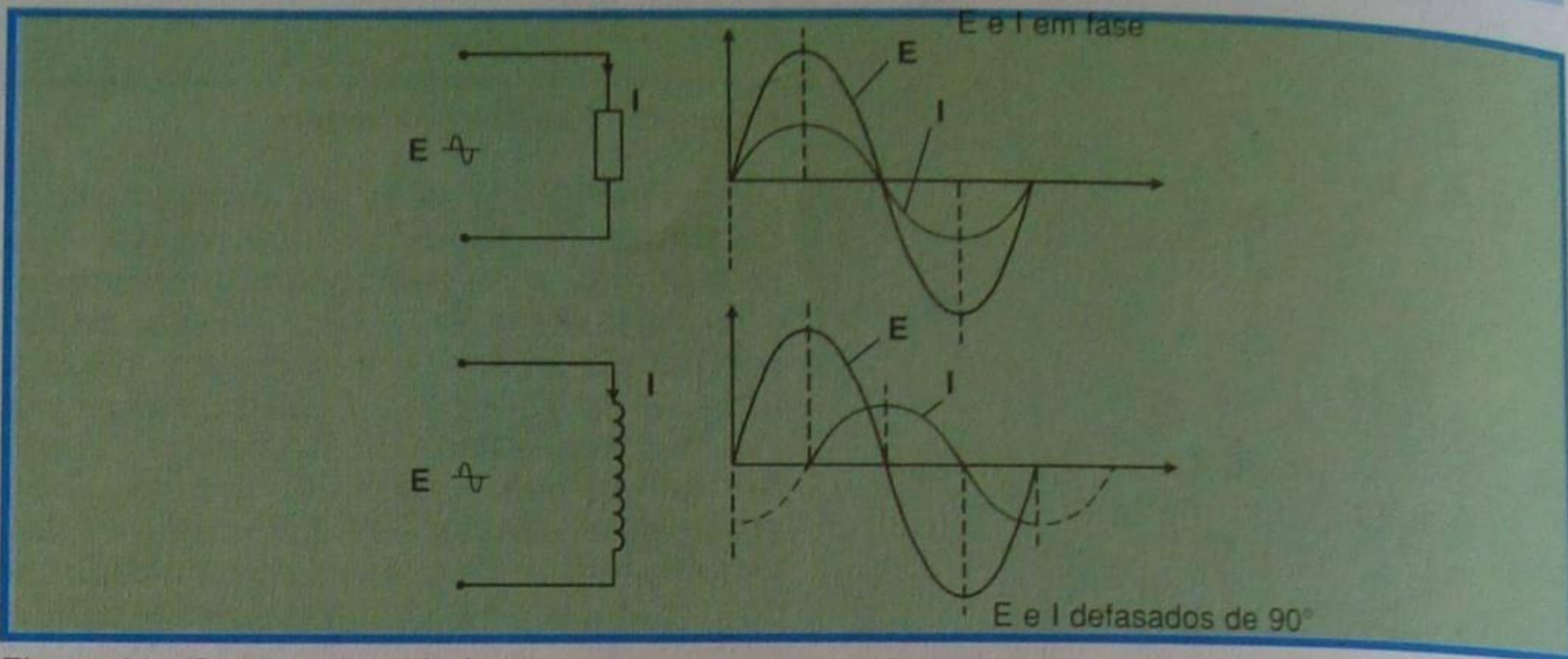
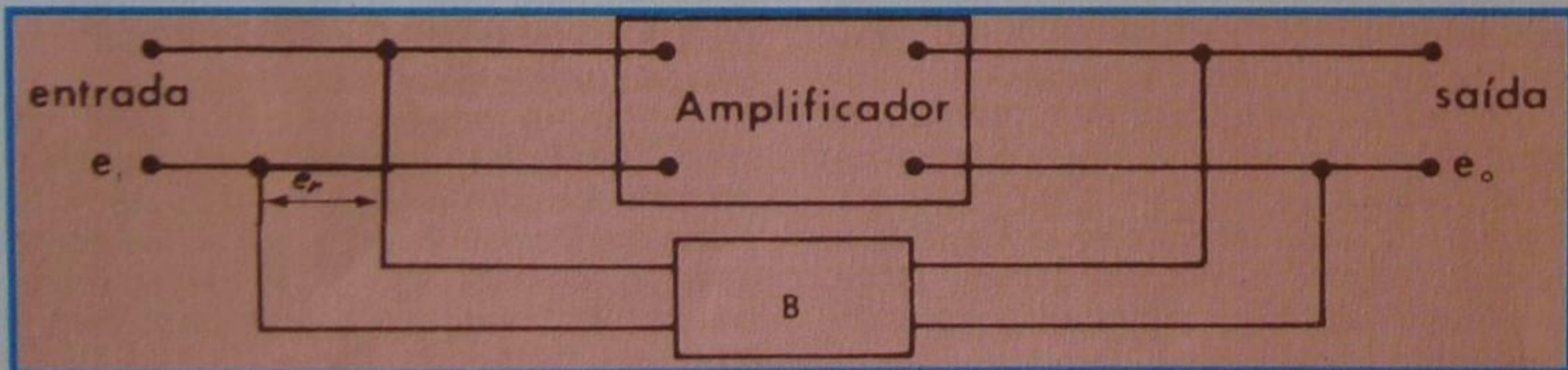
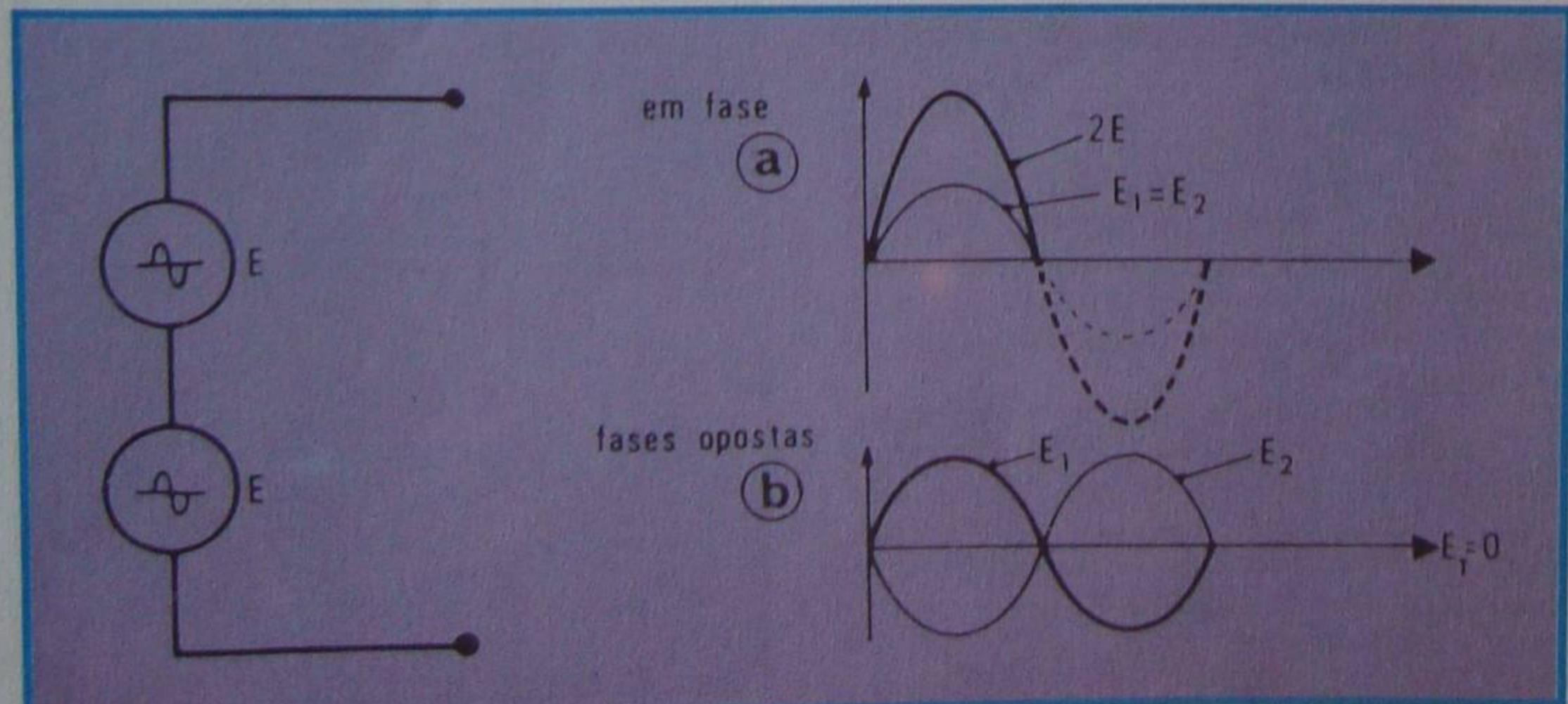
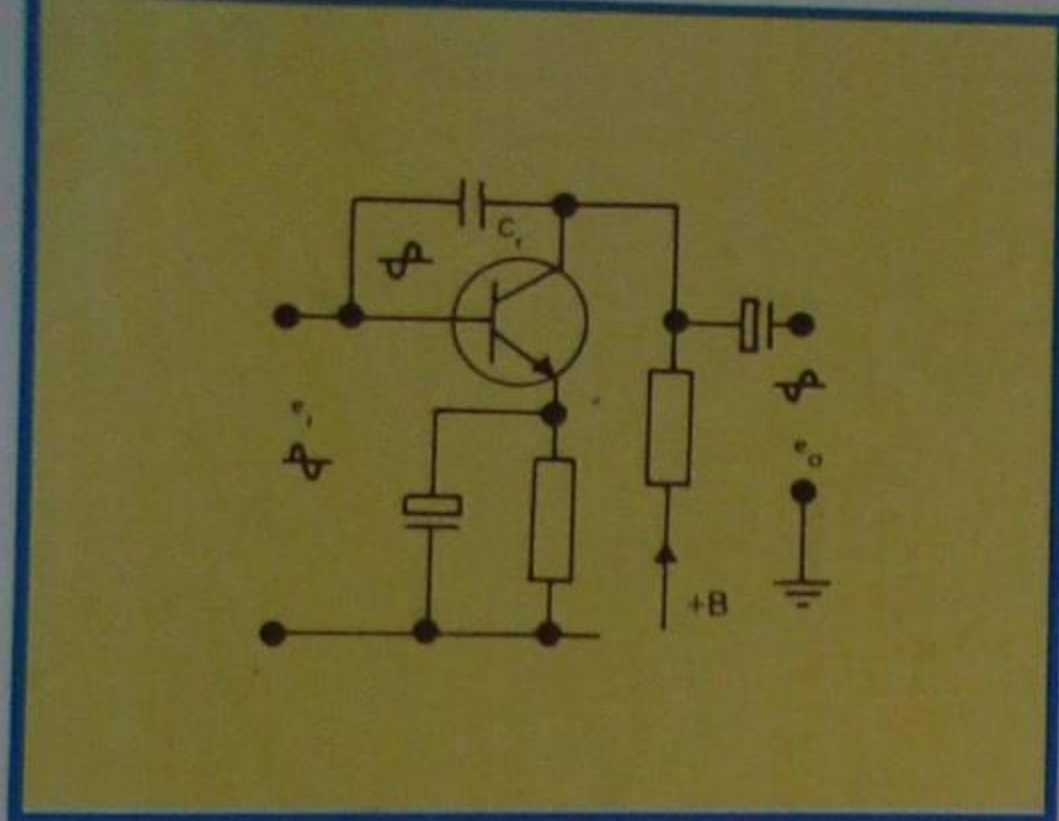



Figura 21 - Circuito para análise.

entrada, através do capacitor C_r, tem fase oposta à do sinal e diminui o valor efetivo na base, fazendo com que o ganho caia. Trata-se, portanto, de realimentação negativa.

2ª) e_i e e_r têm a mesma fase

No momento, estamos interessados na situação em que a tensão e_i de entrada e a tensão e_r de retorno tenham a mesma fase. Quando isso se dá, as duas tensões **somam-se**. Isto quer dizer que o sinal na entrada, agora, **é maior**. Como conseqüência, o de saída também aumenta, produz outra elevação na entrada, e assim por diante. Como o transistor não pode amplificar além de certo limite, atinge-se uma situação em que o sinal de saída se mantém, mesmo não sendo aplicado nenhum sinal na entrada. Nesta situação, dizemos que o dispositivo é um **oscilador auto-excitado**.

Sem entrarmos em detalhes do tipo de onda gerada, imagine o aluno dois estágios amplificadores ligados em cascata, tendo a saída do último aplicada à entrada do primeiro, como mostramos na **figura 22**. Qualquer sinal aplicado à entrada do transistor T_1 surgirá com **a mesma fase** no coletor de T_2. Retornando o sinal de T_2 à entrada de T_1, através do capacitor C_2, teremos **realimentação positiva**, e o amplificador se transformará em um **oscilador.** Esse tipo de oscilador é muito utilizado em televisores. Gera uma onda quadrada sendo chamado de **multivibrador**. Será estudado, com detalhes, nas lições de TV.

I - Tipos de osciladores

Vamos descrever agora os tipos mais usuais de osciladores auto-excitados, que geram ondas senoidais.

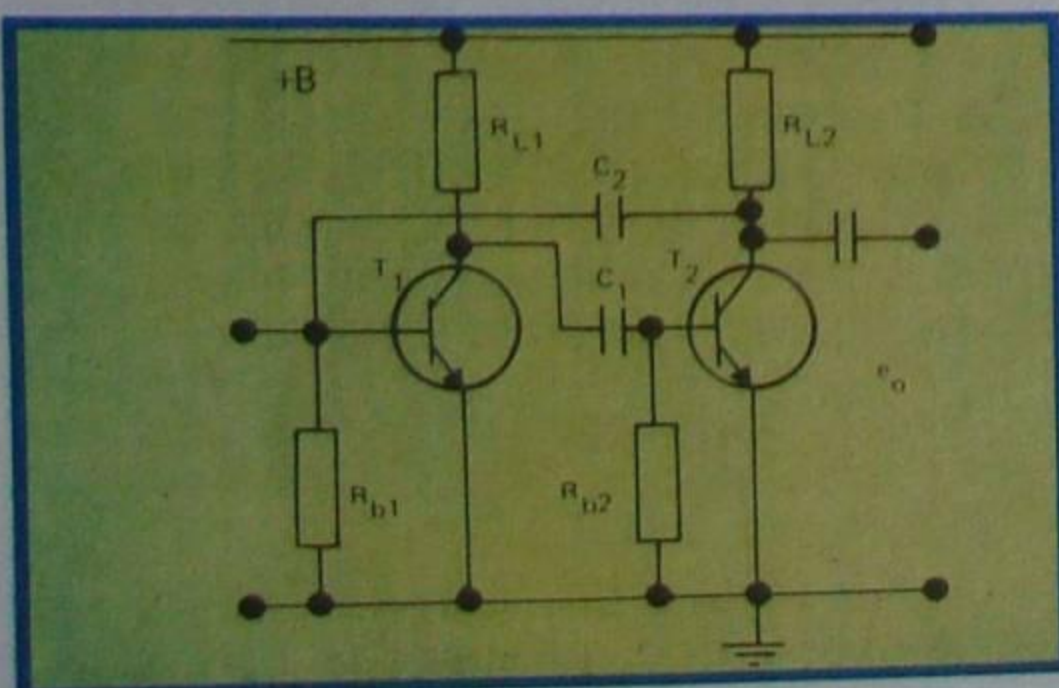



Figura 22 - Exemplo de circuito oscilador.

Quanto ao modo de alimentar o coletor com corrente contínua, podemos classificar os osciladores em:

a) Osciladores em série

Neste tipo, a corrente contínua atravessa o circuito sintonizável.

b) Osciladores em paralelo

Contrariamente ao anterior, aqui, a corrente contínua não passa pelo circuito sintonizável.

De acordo com o tipo de acoplamento entre saída e entrada dos osciladores, podemos classificá-los em: indutivos, capacitivos e RC (resistivos-capacitivos).

Os circuitos osciladores mais úteis ao radiotécnico são os seguintes:

1 - Oscilador Hartley

O circuito oscilador idealizado por Hartley é aquele que mostramos na **figura 23**. É um dos tipos mais populares de oscilador. Como se percebe, consta de um circuito RLC oscilante, cujas oscilações livres são determinadas pela fórmula de Thompson:

$$f = 1/6{,}28\ \sqrt{LC}$$

A saída do transistor está ligada à entrada, através da indutância L. Como essa indutância tem uma derivação, enrolando-a com sentido conveniente, o sinal da base terá a mesma fase que o de coletor, e haverá realimentação positiva através da indução mútua. Analisemos, qualitativamente, esse circuito.

Suponhamos que uma perturbação qualquer, como a que se dá no momento em que se liga a fonte de alimentação, por exemplo, inicie a passagem de corrente através do transistor. A corrente de RF, circulando por uma parte do enrolamento, induz na outra parte uma força contra-eletromotriz. Como essa força contra-eletromotriz está aplicada à base do transistor e em fase, ela faz com que o transistor amplifique mais ainda, até atingir a saturação. Neste ponto, o capacitor do circuito-tanque (LC) começa a descarregar-se através de L, invertendo o sentido da força contra-eletromotriz induzida. A tensão de base vai diminuindo progressivamente, até atingir o corte. Daí por diante, o ciclo se repete, de acordo com a pulsação (freqüência) determinada pelos valores de L e C.

No circuito oscilador a transistor, são importantes as seguintes observações:

a) A freqüência da onda gerada é determinada pela fórmula de Thompson, onde L e C são a indutância e a capacitância do circuito oscilante.

b) Mostramos que as oscilações livres do circuito LC são amortecidas. Para que elas não se desvaneçam, é necessário aplicar energia que compense as perdas nas resistências do circuito. Essa energia, no oscilador a transistor, é fornecida pela

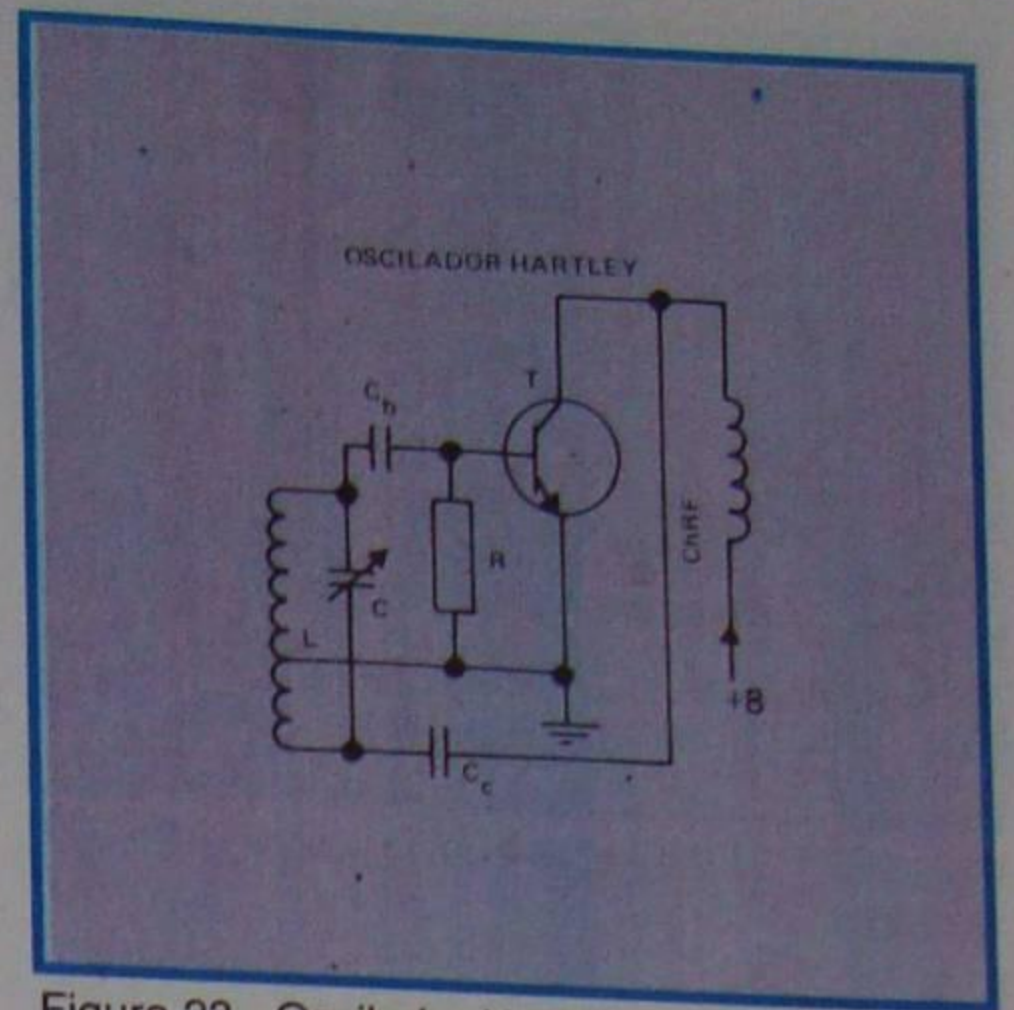



Figura 23 - Oscilador Hartley básico.

fonte de corrente contínua.

c) A energia deve ser fornecida no momento certo. Vimos na lição teórica que ela era aplicada através de uma chave manual que compensava as perdas, fornecendo mais carga ao capacitor. Nos circuitos osciladores, a chave manual é substituída pela chave eletrônica que é o transistor.

É facil observar que o oscilador da figura 23 é do tipo paralelo ou "shunt". A indutância chRF tem a finalidade de evitar que a onda gerada seja absorvida pela fonte. O capacitor C_b, por seu turno, evita que a corrente contínua seja "aterrada" pela bobina.

Pode-se determinar, matematicamente, a condição-limite para oscilação do circuito. Essa condição dependerá dos valores de L, R e C, dos parâmetros do transistor e da indução mútua. Na prática, basta efetuar a derivação da bobina a um terço do enrolamento, para que a indução mútua seja suficiente para manter a oscilação.

Na **figura 24**, mostramos outro circuito Hartley transistorizado. Seu funcionamento é exatamente igual ao descrito anteriormente. O circuito desta figura é do tipo série, mas poderia ser paralelo. Os resistores R_1 e R_2 são para estabilização do ponto de funcionamento. C_1 bloqueia a corrente contínua. C_2 e R_3 são capacitor e resistor de emissor, cujas funções o aluno conhece, e LC é o circuito oscilante.

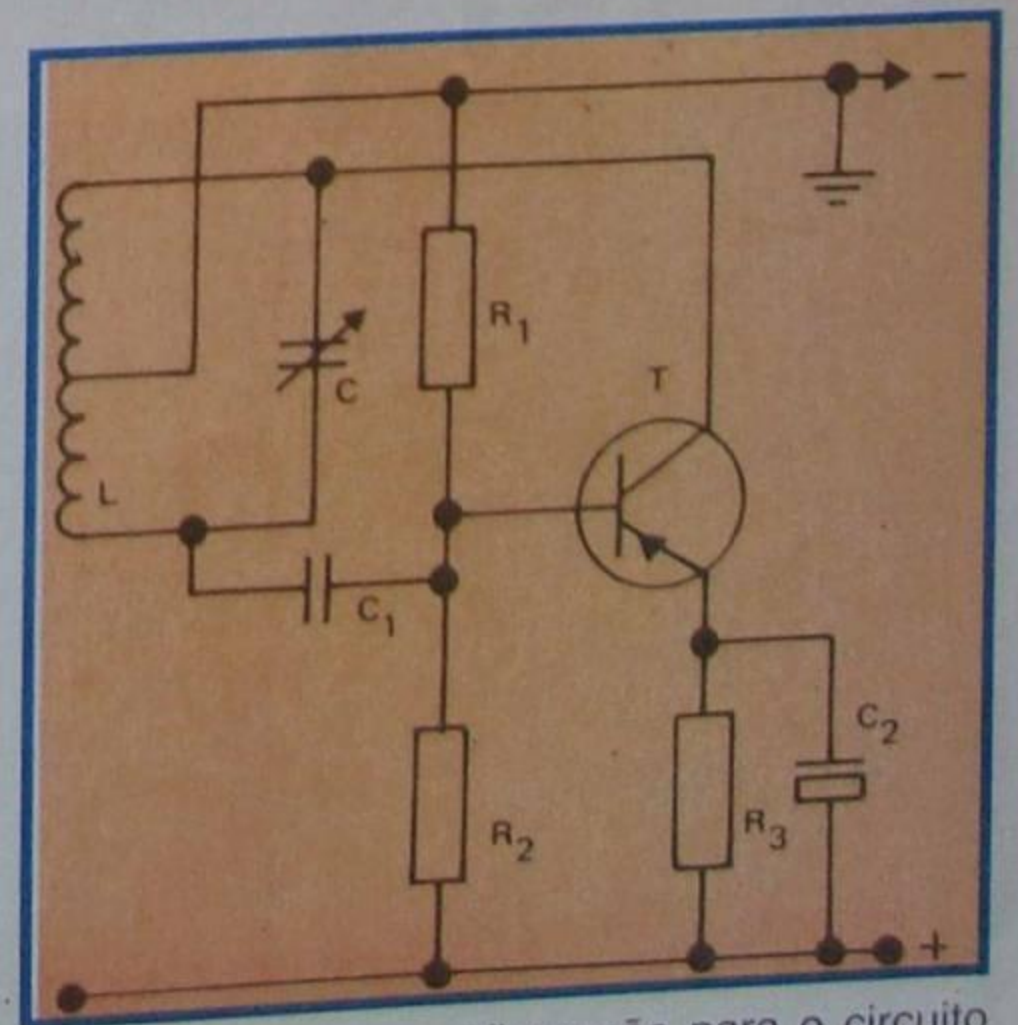



Figura 24 - Outra configuração para o circuito Hartley.

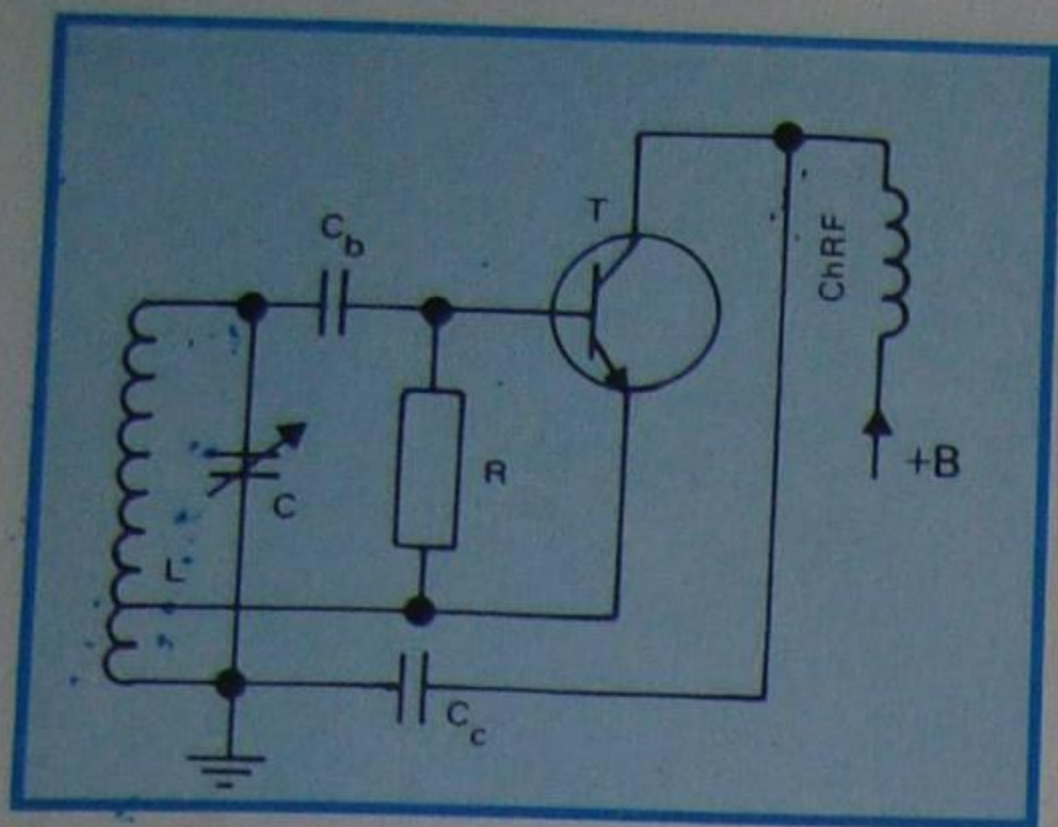



Figura 25 - Oscilador Hartley com variável aterrado.

A escolha da freqüência de oscilação pode ser feita pela variação de L ou C, ou de L e C. Como o mais usual é manter L e variar C, em nossas figuras, temos representado o capacitor C variável ou ajustável. Já que estamos tratando do capacitor de sintonia, o aluno pode verificar, nas figuras 23 e 24, que ele não tem ligação direta com o chassi (terra). Esta é uma inconveniência, porque a capacidade de C será modificada toda vez que dele aproximarmos qualquer objeto metálico (chave de fenda, por exemplo) ou a própria mão. Felizmente, é possível contornar a situação, escolhendo-se o "ponto de terra" adequado para a onda de RF (radiofreqüência) produzida pelo oscilador. Para o oscilador da figura 23, basta desaterrar o emissor e aterrar a união de C com C_C. O circuito fica como mostramos na **figura 25**.

2 - Oscilador Colpitts

O circuito oscilador proposto por Colpitts é equivalente ao circuito Hartley, onde a indutância L (do circuito Hartley) é substituída por dois capacitores (C_1 e C_2) e o capacitor C (do circuito Hartley) é substituído por uma indutância L. O circuito básico, usando transistor, é mostrado na **figura 26**.

O circuito apresentado nesta figura é do tipo paralelo. Ele poderia ser do tipo série e, neste caso, economizar-se-iam alguns componentes, como mostramos na **figura 27**. Do ponto de vista de funcionamento, os dois são iguais.

Os resistores R_1 e R_2, juntamente com R_3, são responsáveis pela

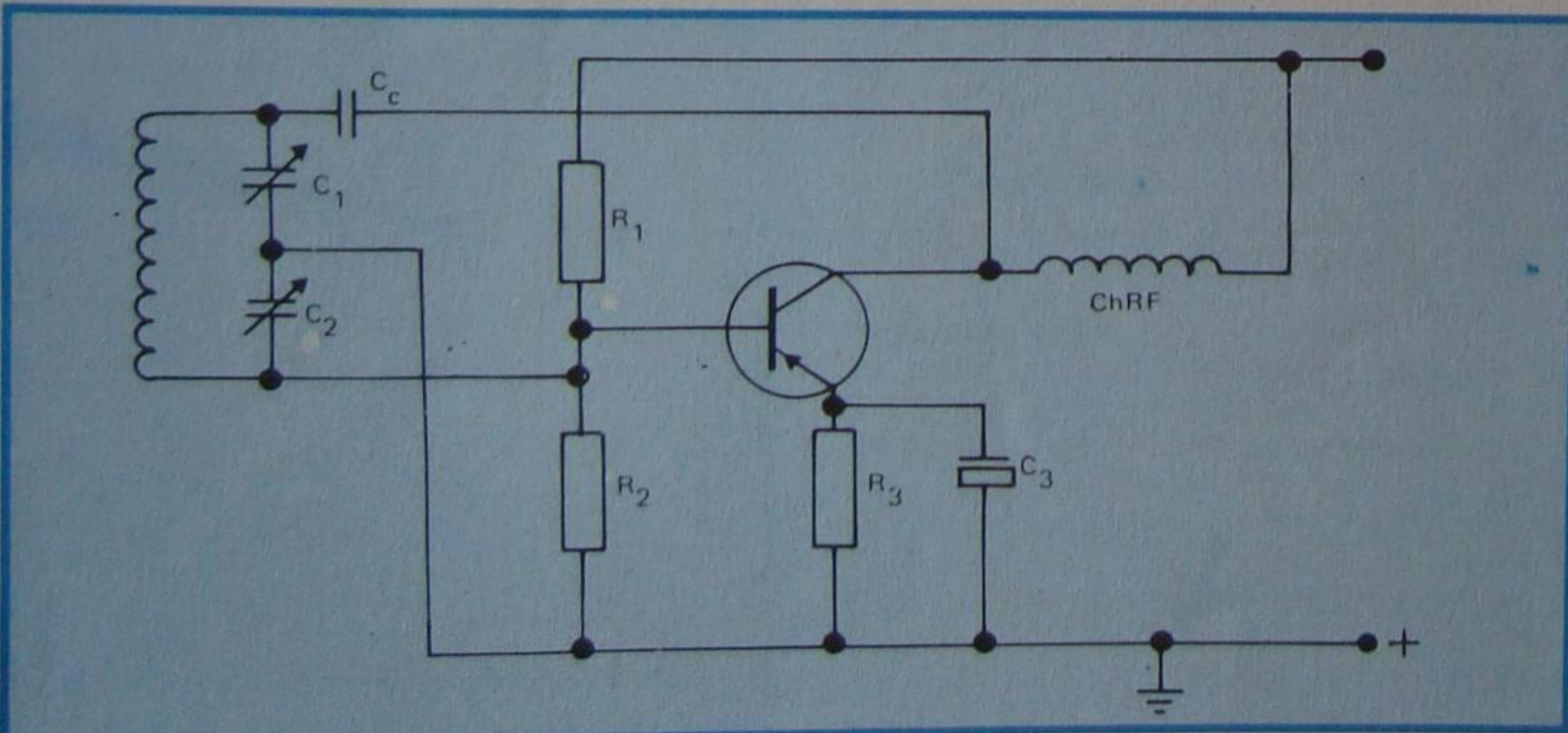
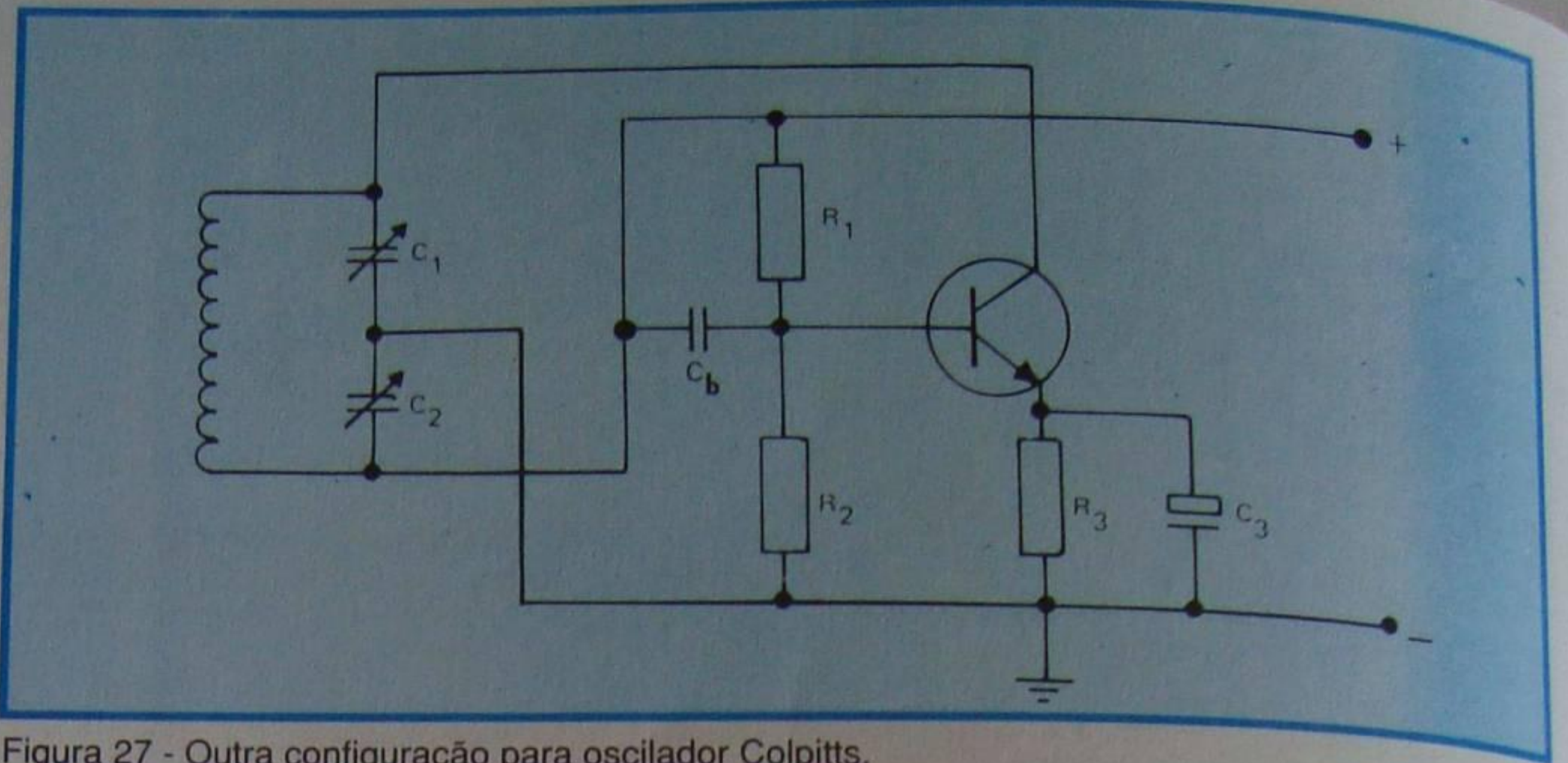



Figura 27 - Outra configuração para oscilador Colpitts.

estabilização do ponto de trabalho do transistor.

O oscilador Colpitts funciona muito bem em altas freqüências e por isso, foi alvo da preferência dos fabricantes de sintonizadores de TV (seletor de canais). Como a capacitância necessária para a sintonia é muito pequena (alguns picofarads), é possível utilizar as capacidades parasitas, para sintonizar o circuito. Na **figura 28**, mostramos o detalhe de um seletor de canais (somente a secção osciladora), podendo o aluno notar que, no esquema, não figuram as capacitâncias de sintonia. Desenhamo-las em tracejado, para ficar bem claro que elas existem e que se trata de um circuito Colpitts.

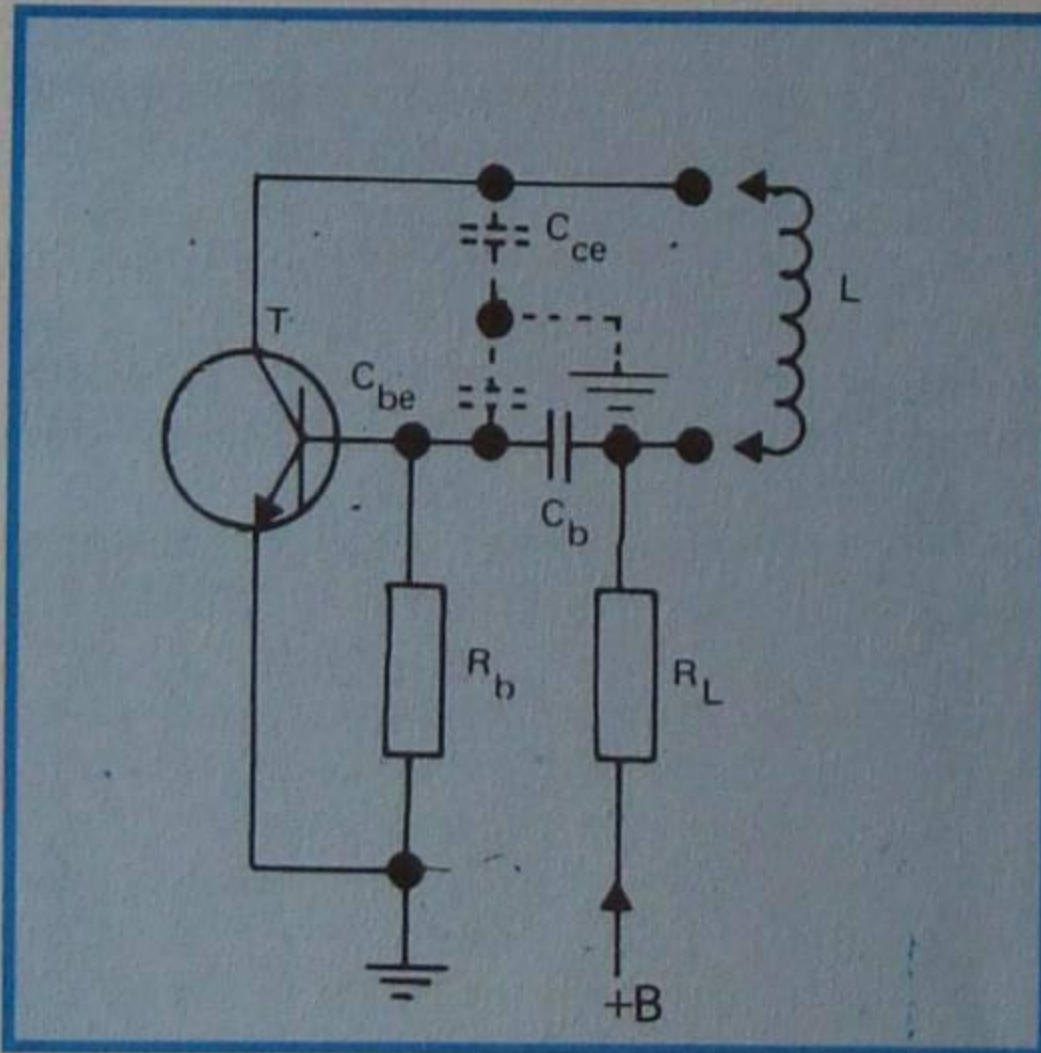



Figura 28- Exemplo de seletor de canais.

3) Oscilador de coletor e base sintonizada

Na **figura 29**, mostramos um circuito oscilador que apresenta dois circuitos sintonizados, ou seja, um na base e outro no coletor. Os dois circuitos devem ficar separados um do outro, para evitar que haja influência mútua. A realimentação positiva se dá através da capacitância parasita entre coletor e base. Para que haja oscilação, é preciso que a freqüência do circuito sintonizado de coletor seja ligeiramente superior a do circuito de base. O circuito que determina a freqüência de oscilação é aquele de maior Q (fator de qualidade). Geralmente, é o de base, já que a carga é normalmente ligada ao coletor e ela amortece o circuito oscilante.

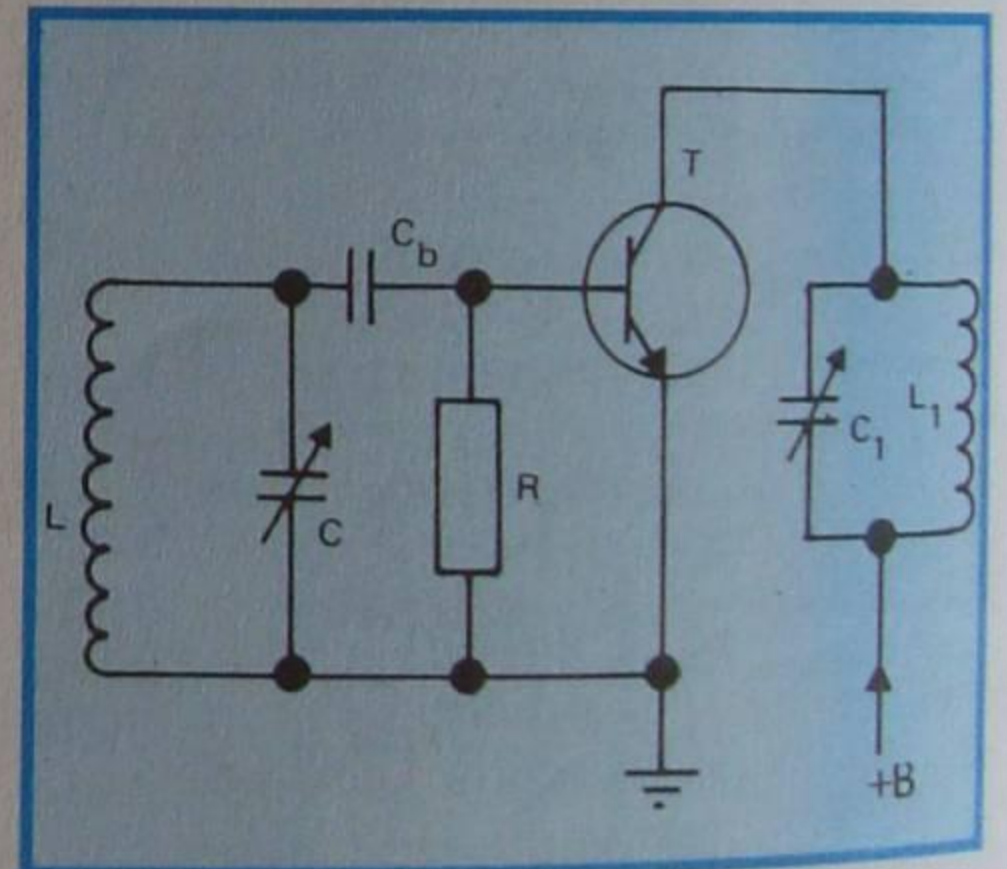



Figura 29 - Oscilador de coletor e base sintonizada.

II - Osciladores de circuito RC

É possível realizar circuitos osciladores sem indutância, associando-se, convenientemente, resistores e capacitores com transistores. Tais circuitos são chamados de osciladores RC. A figura 22, apresentada anteriormente, mostra um tipo de oscilador RC, embora, como afirmamos, não seja gerador de onda senoidal.

1 - Oscilador RC

Na **figura 30**, apresentamos um oscilador RC que gera ondas senoidais.

Figura 26 - Oscilador Colpitts.

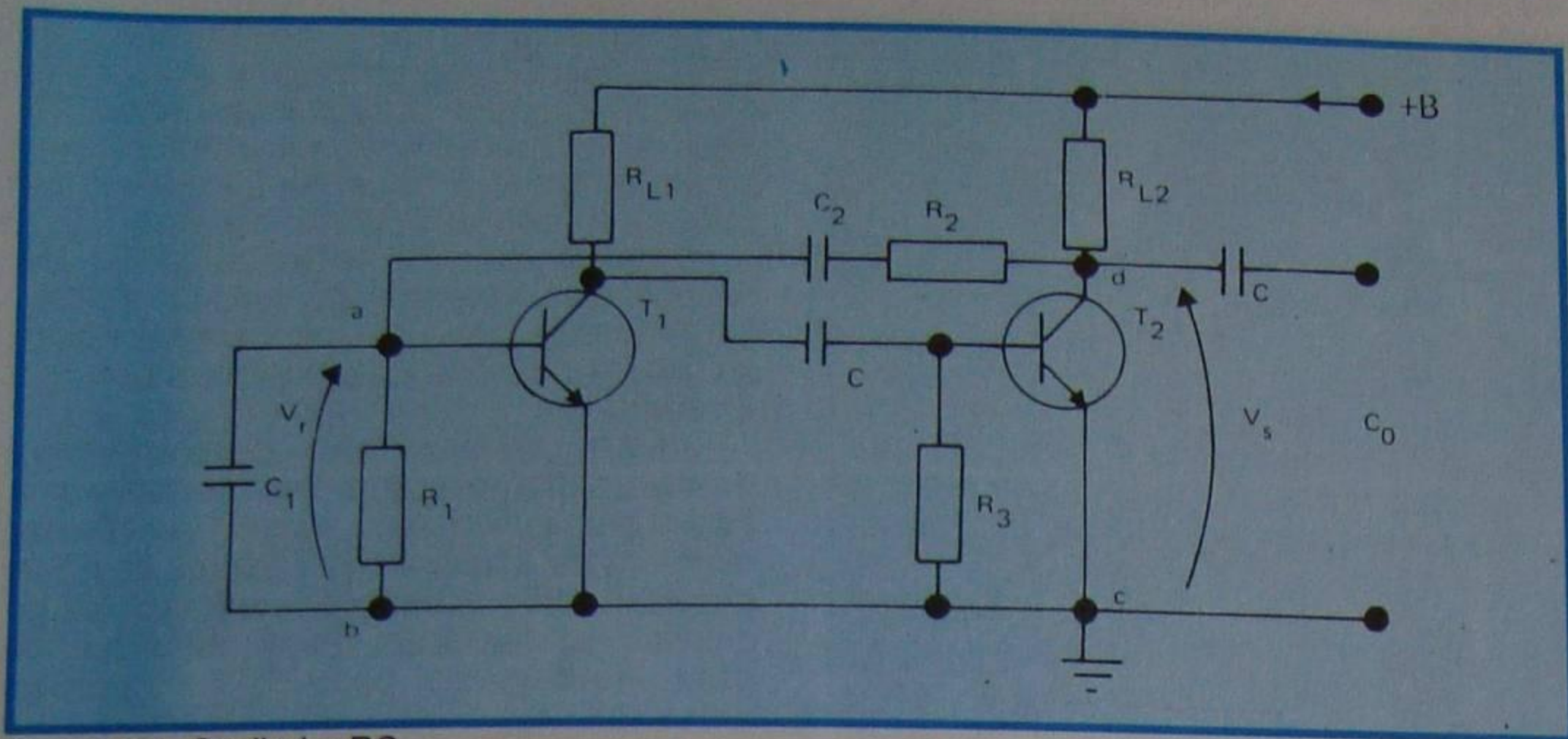



Figura 30 - Oscilador RC.

Observando esse circuito, nota-se que é semelhante ao da figura 22. A única diferença está na rede de acoplamento entre a saída e a entrada do amplificador. Essa rede é composta por um circuito RC série, em série com outro RC paralelo, como destacamos na **figura 31**. Como se percebe, essa rede se constitui em um divisor de tensão. Da tensão V_S que se recolhe na saída (pontos **c** e **d** na figura

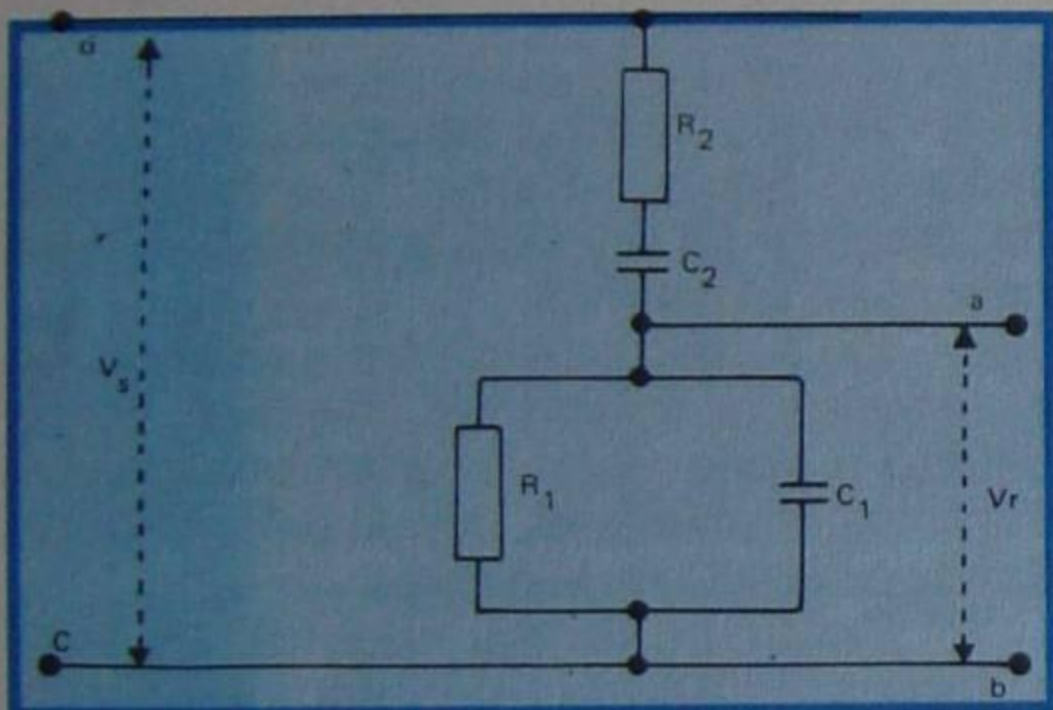



Figura 31- Rede RC equivalente.

30), a parcela V_r (entre os pontos **a** e **b**) é reinjetada na entrada. Pela natureza do amplificador (dois estágios com o emissor à massa), o sinal, na saída, tem a mesma fase que o de entrada e leva o amplificador à oscilação. A rede RC seleciona a freqüência da oscilação; por isso, esse tipo de realimentação costuma ser chamado de **contra-reação seletiva**. A freqüência da oscilação é determinada pela fórmula:

$$f = \frac{1}{6{,}28 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}$$

Fazendo-se $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$, ela se simplifica para:

$$f = \frac{1}{6{,}28.R.C}$$

Conclui-se dessa expressão que, fazendo-se R e/ou C variáveis, obtém-se um oscilador para ampla faixa de freqüências. Esse oscilador é muito utilizado nos geradores de áudio de laboratórios.

2 - Oscilador por diferença de fase

É possível construir um oscilador RC com apenas um estágio amplificador. Basta ligar entre a saída e a entrada um conjunto de circuitos RC que produza o deslocamento (retardado, no caso) de fase. Na **figura 32**, mostramos um circuito com uma rede constituída de 3 resistores e 3 capacitores. Cada célula RC introduz uma rotação de 60° (diferença de fase), de modo que, no total, teremos defasagem de 180° em relação ao sinal de saída, significando isso que, no último resistor do circuito, teremos tensão com a mesma fase da de entrada. Para que o circuito oscile, é necessário que o transistor tenha ganho suficiente para compensar as perdas nos elementos RC.

Como no oscilador descrito no item anterior, a rede RC seleciona uma freqüência de oscilação que, para o circuito da figura 32 é calculada pela expressão:

$$f = \frac{1}{6{,}28\ \sqrt{6}\,.\,R\,.\,C}$$

onde todos os resistores são iguais a R, e todos os capacitores, iguais a C.

Como exemplo de aplicação dessa fórmula, vamos determinar a freqüência de oscilação do oscilador mostrado na **figura 33**. Os capacitores são todos iguais e têm 1 000 pF, ou seja, $1000/10^{12}$ F. Os resistores são de 47.000Ω.

Substituindo esses valores na fórmula, teremos:

$$f = \frac{1}{6{,}28 \times \sqrt{6} \times 47\,000 \times \frac{1\,000}{10^{12}}}$$

$$f = \frac{10^{12}}{6{,}28 \times \sqrt{6} \times 47\,000 \times 1\,000}$$

Mas $\sqrt{6} = 2{,}45$, aproximadamente; logo:

$$f = \frac{10^{12}}{6{,}28 \times 2{,}45 \times 47\,000 \times 1\,000}$$

$$f = \frac{1\,000\,000\,000\,000}{15{,}386 \times 47\,000 \times 1\,000}$$

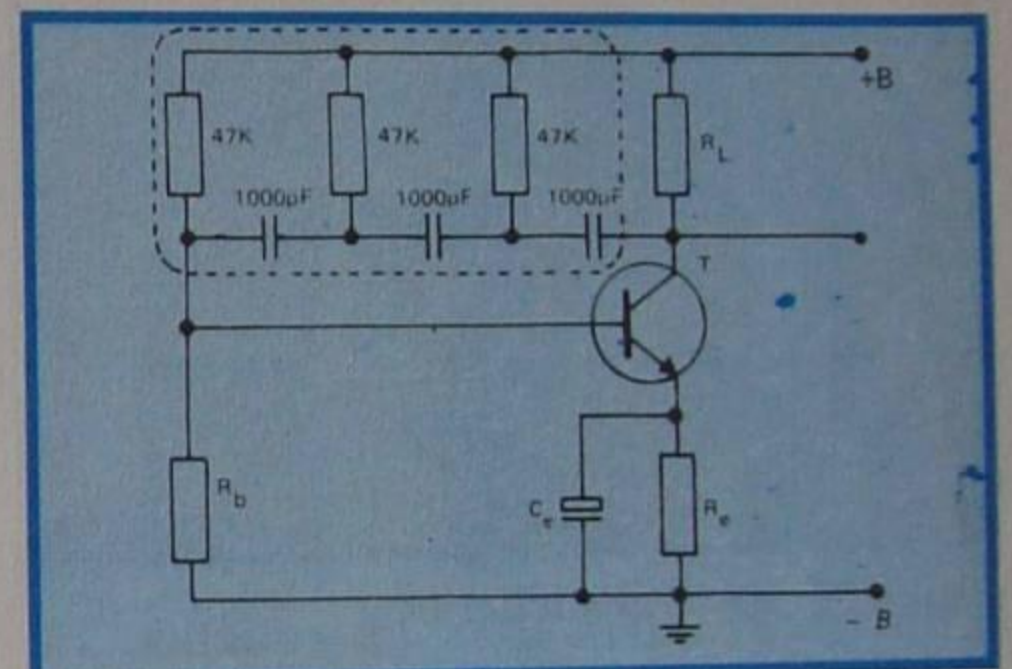



Figura 33 - Exemplo para cálculo.

Assim:

$$f = \frac{1\,000\,000}{15{,}386 \times 47} = \frac{1\,000\,000}{723{,}142}$$

f = 1 382,854 Hz ou 1 383 Hz, aproximadamente

Figura 32 - Oscilador por diferença de fase.

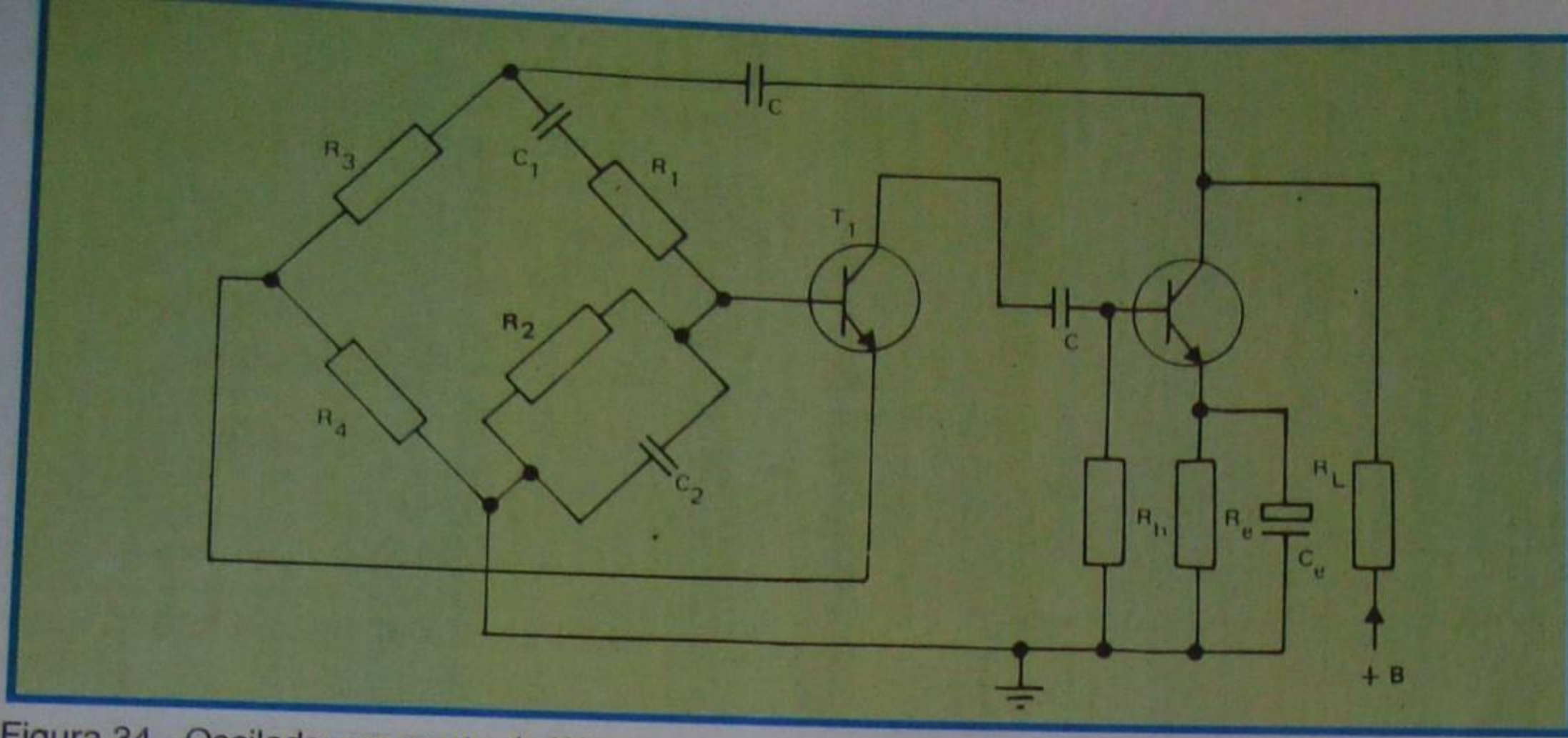



Figura 34 - Oscilador em ponte de Wien.

Na realidade, a freqüência seria mais baixa, porque não levamos em conta a impedância de entrada e de saída do transistor que altera a freqüência.

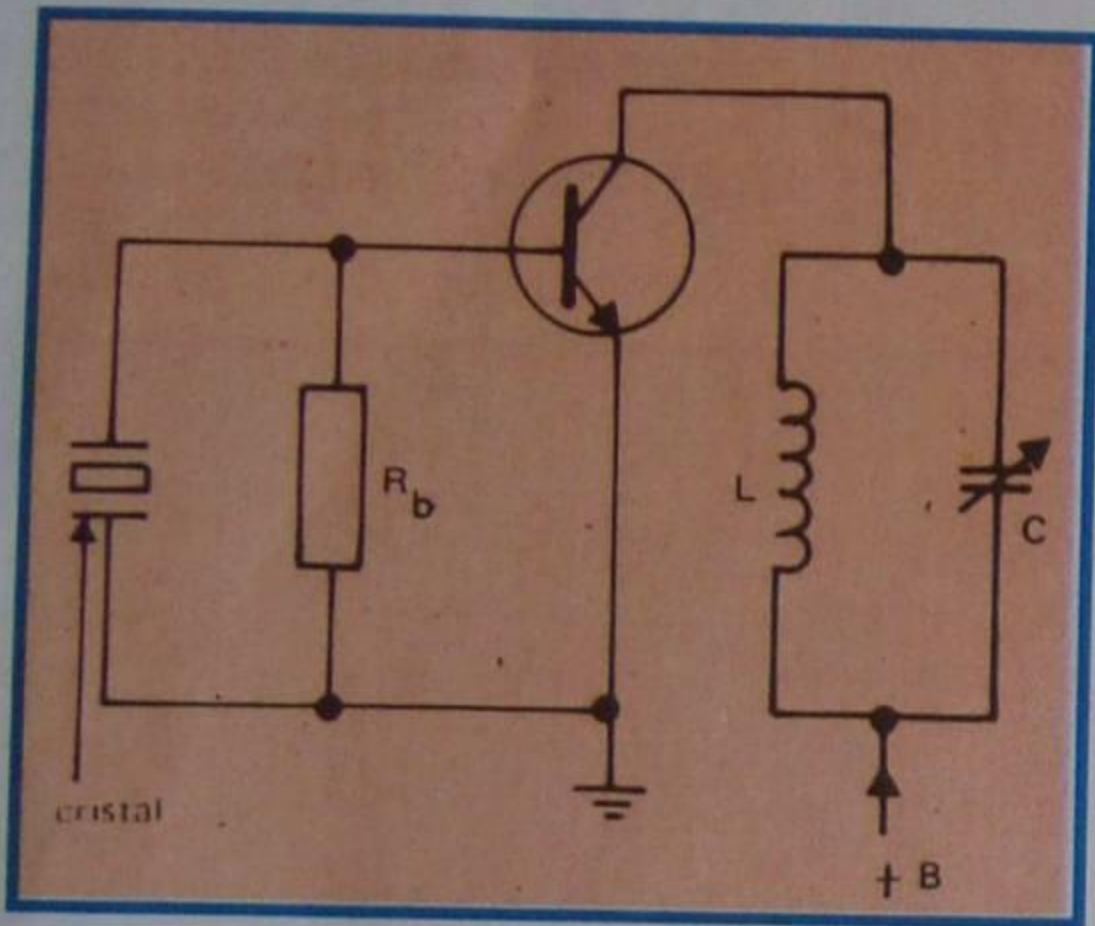



Figura 35 - Oscilador a cristal.

Observação:As posições dos capacitores e dos resistores podem ser trocadas entre si, e o circuito continuar sendo um oscilador, mas, neste caso, isto é, colocando-se no esquema da figura 33 os resistores no lugar dos capacitores e vice-versa, a freqüência de oscilação passa a ser dada pela fórmula:

$$f = \frac{\sqrt{6}}{6,28\ RC}$$

3 - Oscilador em ponte de Wien

Um circuito oscilador muito interessante, que permite gerar ondas senoidais com bastante precisão de freqüência, é o que mostramos na **figura 34.** É conhecido pelo nome de oscilador em ponte de Wien. A ponte é formada por 4 ramos, sendo dois deles constituídos pela rede RC que mostramos na figura 31, e os outros dois por 2 resistores. Quando a ponte está em equilíbrio, a fase é nula, e o circuito oscila. Para modificar a freqüência de oscilação, basta variar os dois resistores R_1 e R_2 ou os dois capacitores C_1 e C_2. O oscilador em ponte também é muito empregado em laboratório, para gerar freqüências de áudio e a fórmula que permite calcular a sua freqüência é, na verdade, uma variante da fórmula de Thompson:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

III - Osciladores de cristal

O aluno se recorda de que os cristais de rocha (quartzo, cristais de "seignette" etc.) apresentam propriedades piezoelétricas tais que, aplicando-se um esforço mecânico, ele dá origem a força eletromotriz de freqüência igual à do esforço (recorde os fonocaptadores). Inversamente, se aplicarmos uma tensão variável ao cristal, ele entrará em vibração mecânica. É lógico pensar-se que existe uma freqüência para a qual essas vibrações são as maiores possíveis. Essa freqüência é a de **ressonância do cristal**; ela depende da espessura do cristal e, também, do modo como ele foi cortado.

Eletricamente, o cristal é equivalente a um circuito oscilante RLC paralelo.

Figura 36 - Cristais.

Das diversas montagens de osciladores utilizando cristais, a mais citada é a de Pierce, que mostramos na **figura 35**. Aqui, o circuito oscilante representado pelo cristal é ligado à base do transistor. No coletor, tem-se outro circuito oscilante LC. A realimentação é feita através da capacitância interna entre coletor e base. Eletricamente, esse oscilador é semelhante ao tipo de coletor e base sintonizadas, que já analisamos.

Os cristais são componentes bastante frágeis e muito sensíveis a agentes externos, como umidade, temperatura, choques mecânicos, etc. São protegidos por embalagens adequadas de plástico ou metálicas, donde emergem os dois terminais para as ligações externas. Na **figura 36**, mostramos o aspecto externo mais comum de um cristal para oscilador.

As emissoras de rádio e de TV têm seus osciladores comandados por cristal, devido à excelente estabilidade de freqüência.

IV - Estabilidade de freqüência

A característica principal de um oscilador é o que se chama **de estabilidade de freqüência**, ou seja, a freqüência deve manter-se **constante**.

Os fatores que afetam a estabilidade da freqüência podem ser **internos**, isto é, devido a variação das características do transistor, e **externos**, devido à modificação dos componentes do circuito.

Dentre os fatores externos que mais afetam a estabilidade, podemos citar as variações de indutância e capacitância em conseqüência do calor e da umidade, e as variações da tensão da fonte de alimentação.

A carga também afeta a estabilidade; por isso, nos osciladores, onde a freqüência deve ser mantida estável dentro de limites muito estreitos, como nos transmissores das emissoras de rádio, o oscilador é ligado a um amplificador classe A que, não consumindo corrente na base, se constitui em uma carga de impedância alta e não afeta a freqüência. Esse amplificador é chamado de **separador**.

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA
RÁDIO - TV
13ª LIÇÃO ESPECIAL
TRANSFORMADORES DE AUDIOFREQÜÊNCIA (2ªPARTE)
AMPLIFICAÇÃO EM ESTÁGIO DE SAÍDA EM SIMETRIA COMPLEMENTAR

III - Classificação dos transformadores de audiofreqüência

Quanto ao uso

Dependendo da posição elétrica que o transformador ocupa no circuito, é comum classificá-lo em:

a) Transformador de entrada

Neste caso, o transformador é o dispositivo que está ligado na entrada do circuito, geralmente fazendo o casamento de impedâncias entre um transdutor e um amplificador. É o que acontece, por exemplo, quando temos de ligar um microfone dinâmico, cuja impedância é da ordem de 600 Ω, à entrada (base) de um transistor, cuja impedância é alta. Esta situação mostramos na **figura 4**. O transformador do exemplo dado é vulgarmente chamado de **transformador de microfone**. Como ele recebe uma tensão muito reduzida do microfone e deve aumentá-la no secundário, tal transformador é do tipo elevador de tensão.

b) Transformador interestágio

Freqüentemente, há necessidade de acoplar entre si estágios amplificadores de impedâncias diferentes, onde a perda de potência não recomenda o emprego do acoplamento RC. Então, lança-se mão do acoplamento a transformador. O transformador agora recebe o nome de **transformador de interestágio** ou **interetapa.** Na **figura 5**, mostramos parcialmente um circuito amplificador de dois estágios, transistorizado. Como a impedância de coletor do primeiro transistor é alta em relação à impedância de base do segundo transistor, usa-se um transformador interetapa adaptador de impedâncias.

No caso em que o transformador interestágio é usado para excitar o estágio de potência, ele recebe o nome de **excitador, impulsor** ou "**driver**" (lê-se: "dráiver").

c) Transformador de saída

Finalmente, quando o transformador é o último elo entre o circuito e o transdutor, ele recebe o nome de **transformador de saída**. O transformador de saída mais comum é o de saída de som (áudio), onde ele faz o acoplamento entre a saída de um transistor e um alto-falante. Em televisão, o aluno encontrará o transformador de saída vertical e o horizontal, que acoplam os respectivos transistores e as bobinas defletoras.

Um circuito utilizando o transformador de saída de som é aquele que mostramos na figura 2. O transformador de saída de áudio é sempre do tipo abaixador de tensão, já que a impedância do alto-falante é sempre menor que a do transistor.

Figura 4 - Emprego do transformador de entrada.

IV - Transformador de saída

Vamos analisar com um pouco mais de detalhes o transformador de saída, uma vez que esse componente é o de maior interesse prático. Além disso, tudo o que se afirmar para o transformador de saída valerá também para o de entrada e interetapa, naturalmente com as ressalvas necessárias para cada aplicação específica.

a) Características do transformador de saída

Para efeito de primeiro estudo, podemos considerar o transformador de saída como um transformador ideal, que será utilizado na modificação das características de tensão e corrente variáveis aplicadas ao primário. Assim sendo, podemos escrever que:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = a$$

relação que estudamos na lição especial sobre transformadores de força. Aqui, chamamos de V_1 a tensão do primário; V_2, a do secundário; n_1, o número de espiras do primário; n_2, o número de espiras do secundário; é **a**, a relação de transformação. O aluno deve notar que a relação de transformação aqui é n_1/n_2 e não n_2/n_1, como fizemos para o transformador de força. Isto fizemos para que ela dê um número maior que 1 já que a tensão do primário é sempre maior que a do secundário, no caso. Mas, se for considerado o contrário, isto é, $a = n_2/n_1$, isso não afetará em nada os raciocínios que fizermos.

Desde que se deva considerar o princípio da conservação de energia, e como são desprezadas as perdas, pois consideramos que o transformador é ideal, podemos escrever que:

$$P_1 = P_2$$

sendo P_1 a potência do primário e P_2 a do secundário. Mas sabemos que:

$$P_1 = V_1 I_1 \text{ e } P_2 = V_2 I_2$$

Logo, igualando, temos a conhecida relação:

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \text{ ou } \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

Como

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = a$$

resulta:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{n_1}{n_2} \text{ ou } n_2 I_2 = n_1 I_1$$

ou ainda:

$$I_2 = a I_1$$

Essa relação mostra que a corrente no secundário é igual a do primário multiplicada pela relação de espiras. Por exemplo, suponhamos que um transformador de saída tenha 800 espiras no primário e 40 espiras no secundário. Então a relação de transformação é:

$$a = \frac{800}{40} = 20$$

Conseqüentemente, a corrente no secundário será sempre 20 vezes maior que a do primário, e a tensão do secundário 20 vezes menor que a do primário. Se, por exemplo, a tensão do primário, em um dado

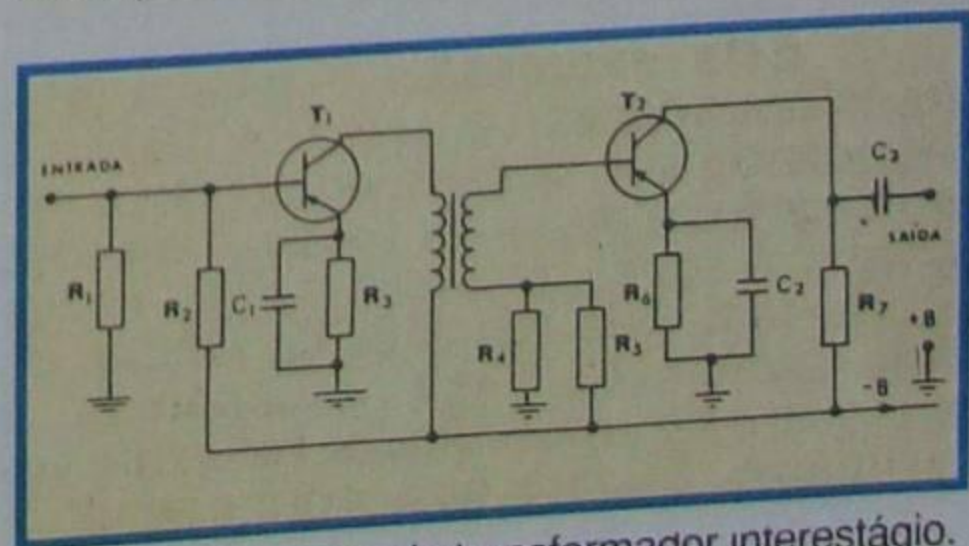



Figura 5 - Emprego do transformador interestágio.

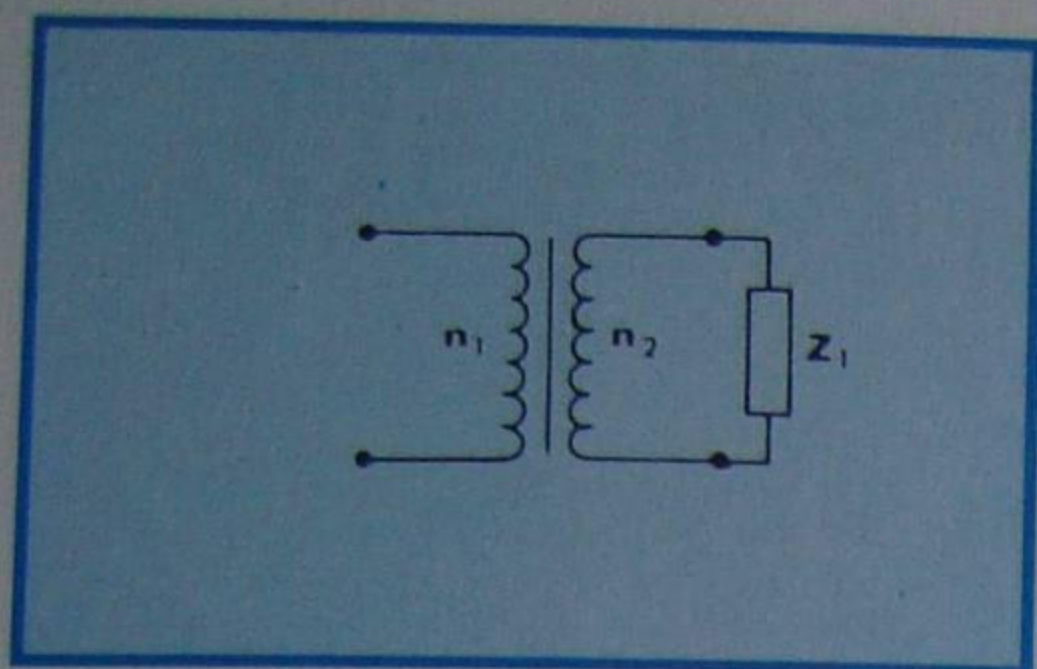



Figura 6 - Transformador ideal.

instante, for de 40 V, e a corrente for de 0,2 A, no secundário teremos tensão de:

$$V_2 = \frac{40}{20} = 2\ V \text{ e corrente de } I_2 = 20 \times 0{,}2 = 4\ A$$

Observe que o produto tensão-corrente no primário é igual ao produto tensão-corrente no secundário.

Outra característica importantíssima do transformador é aquela que se refere à impedância que o primário "vê", quando há carga no secundário. Vamos considerar o transformador de saída ideal, simbolizado na **figura 6**. No seu secundário, ligamos uma carga qualquer, que admitiremos tenha impedância Z_2. Sendo Z_1 a impedância do primário, podemos escrever, pela lei de Ohm, que:

$$V_1 = Z_1 I_1 \text{ e } V_2 = Z_2 I_2$$

Dividindo a primeira igualdade pela segunda, teremos:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_1 I_1}{Z_2 I_2}$$

Fazendo uma transformação matemática, ou seja, passando I_2 e I_1 para o primeiro membro da igualdade, teremos:

$$\frac{V_1}{V_2} \times \frac{I_2}{I_1} = \frac{Z_1}{Z_2}$$

Mas, linhas atrás, vimos que $\frac{V_1}{V_2} = a$ e que $\frac{I_2}{I_1} = a$, também.

Substituindo, teremos:

$$a \cdot a = \frac{Z_1}{Z_2} \quad \text{ou} \quad a = \frac{Z_1}{Z_2}$$

ou:

$$Z_1 = a^2 Z_2$$

Esta expressão é básica nos transformadores e mostra que a impedância que aparece no primário, em conseqüência de se ter ligado a ele uma carga, é igual ao valor dessa carga multiplicada pelo quadrado da relação de transformação. Essa impedância é chamada de **impedância refletida no primário**. É claro que, conhecendo a impedância do secundário e escolhendo uma relação de transformação conveniente, podemos fazer com que a impedância do primário seja a que desejamos; daí o transformador ser um adaptador de impedâncias.

Até o presente momento, pode parecer, pelo que expusemos, que o número de espiras dos enrolamentos não influam no transformador de saída.

De fato, para que o transformador de audiofreqüência funcione corretamente, é necessário que, além da relação correta de espiras, ele cumpra outros requisitos. Um dos mais importantes é o que se refere a indutância do primário. Realmente, a tensão de áudio circula pelo enrolamento primário e, se esse enrolamento tiver pouca indutância, ele oferecerá pequena dificuldade à passagem das freqüências mais baixas, pois, como o aluno se recorda, a reatância de uma bobina depende diretamente da freqüência e da indutância e, sendo constante a indutância, a reatância será tanto mais baixa quanto o for a freqüência, conforme mostra a expressão:

$$X_L = 6{,}28 \times f \times L$$

Vamos considerar o esquema da **figura 7**, onde o transistor tem resistência de carga de 2 500 Ω. Admitamos que o enrolamento do primário do transformador tenha 2 H. Vamos calcular a reatância que o primário apresenta nas freqüências de 50 Hz, 100 Hz,1000 Hz e 10 000 Hz.

Teremos:

$$X_{50} = 6{,}28 \times 50 \times 2 = 628\ \Omega$$
$$X_{100} = 6{,}28 \times 100 \times 2 = 1\ 256\ \Omega$$
$$X_{1000} = 6{,}28 \times 1000 \times 2 = 12560\ \Omega$$
$$X_{10000} = 6{,}28 \times 10000 \times 2 = 125600\ \Omega$$

Confrontando esses números, é fácil concluir que o transformador proposto tem **má** resposta de graves (freqüências baixas), pois ele opõe pouca dificuldade à passagem dessas freqüências para a terra.

No dimensionamento dos transformadores de áudio, admite-se como limite de freqüência inferior àquela para a qual a reatância do primário se torne igual à impedância refletida pela carga do secundário. Essa freqüência é chamada de **freqüência corte inferior**.

Nessa freqüência, a potência cai à metade do valor que ela tem nas freqüências médias, porque a reatância, sendo igual a impedância refletida, absorverá a metade da potência que deveria ser entregue à carga. A amplificação de tensão cai 30% (3 dB) em relação ao seu valor, nas freqüências médias.

Igualando, então, a reatância do primário ao valor da impedância refletida, podemos determinar o valor mínimo que deve ter a indutância, para que se reproduza a menor freqüência desejada, com a queda de 30%. Assim, chamando de R_p a impedância, teremos.

$$X_p = R_p = 6{,}28 \times f \times L_p$$

ou:

$$L_p = \frac{R_p}{6{,}28 \times f}$$

Chamamos a impedância de Rp e não de Z_1, como temos feito, porque se trata da associação em paralelo da impedância refletida e da resistência de coletor do transistor. Nos transistores essas resistências costumam ser bem maiores que o valor de Z_1 (impedância refletida), de modo que pode ser considerado esse valor.

Voltando à fórmula que permite calcular a indutância mínima do primário, vamos determinar qual seria seu valor, para que o transformador de nosso exemplo reproduzisse a freqüência de 50 Hz, com meia potência. Para isso, basta substituir Rp por 2 500 Ω, f por 50 Hz e efetuar os cálculos.

Teremos:

$$L_p = \frac{2\ 500}{6{,}28 \times 50} = \frac{2\ 500}{314} = 7{,}96 \cong 8\ H$$

É claro que o transformador que tenha indutância de 8 H deve ter muito maior número de espiras que aquele de 2 H. Fica então confirmado que, além da relação de transformação correta, para que a carga do secundário se reflita no primário com o valor recomendado pelo projetista do circuito, é preciso, também, que o primário tenha o número de espiras suficiente para produzir a indutância mínima admissível.

A título de exercício, vamos determinar qual seria a freqüência de corte do transformador de 2 H que propusemos no início. Para tanto, basta aplicar a fórmula de L_p, transformada para:

$$f_c = \frac{R_p}{6{,}28\ L_p}$$

como Rp = 2 500 Ω e Lp = 2 H, resulta:

$$f_c = \frac{2\ 500}{6{,}28 \times 2} = \frac{2\ 500}{12{,}56} = 199\ Hz \text{ aprox.}$$

Conhecendo-se o valor de Lp, pode-se determinar o número de espiras necessário, desde que se conheçam as dimensões do núcleo e a indução do ferro. Todavia, o problema não é assim tão fácil quando, pelo primário, circula também corrente contínua, que é o caso mais geral, pois normalmente o transformador vai ligado entre a fonte de CC e o coletor do transistor. Se o transformador deve ter

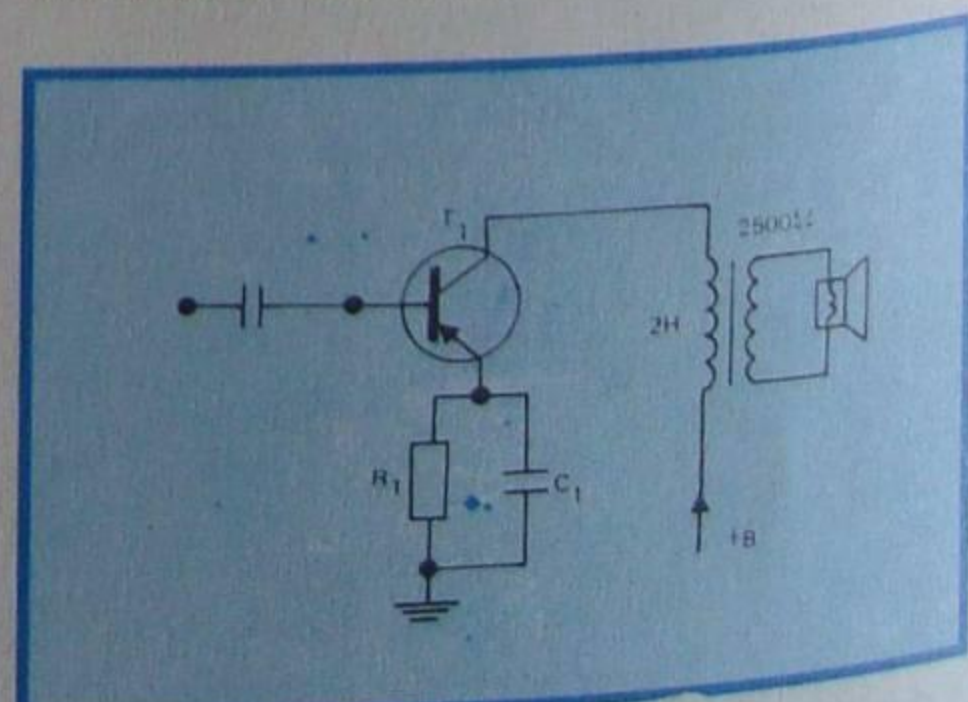



Figura 7 - Esquema para análise.

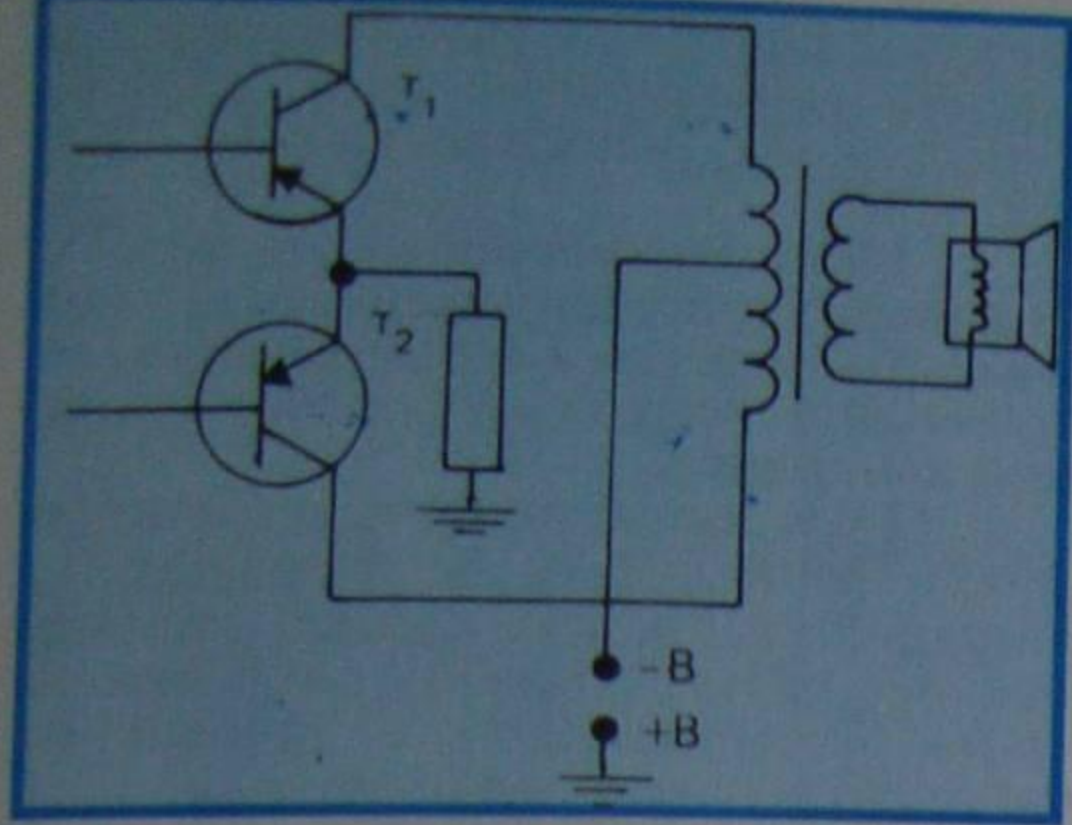



Figura 8 - Utilização do transformador em saída push-pull.

resposta de freqüência bem ampla, digamos de 20 a 20 000 Hz, como é exigido para os amplificadores de alta-fidelidade, então o problema se torna bem mais crítico, pois aí temos de levar em conta, também, as capacitâncias distribuídas e a indutância de dispersão, que limitam a resposta nas freqüências altas. Por **indutância de dispersão** devemos entender a perda de indutância do enrolamento, devido ao fato de que nem todas as linhas de força do campo produzido pelo primário atravessam o secundário. Assim, uma pequena parte do fluxo não alcança o secundário.

Esse fluxo é chamado de **fluxo de dispersão**, e a indutância que produziria o fluxo de dispersão é a indutância de dispersão. Quando se aumenta a freqüência, o fluxo de dispersão também aumenta. Como ele é uma parcela do fluxo total, é fácil compreender que diminui a eficiência do transformador, nas freqüências altas.

b) Classificação dos transformadores de saída

Podemos classificar os transformadores de saída de acordo com seus enrolamentos. Assim, teremos:

1) **Quanto ao primário**
- saída simples;
- saída em contrafase ou "push-pull".

O transformador de saída simples possui um único enrolamento primário que será ligado entre a fonte de tensão contínua e o coletor do transistor de saída.

O transformador de saída em contrafase ou "push-pull" possui o enrolamento primário com uma derivação central e destina-se a trabalhar nas etapas de saída em contrafase, que já estudamos.

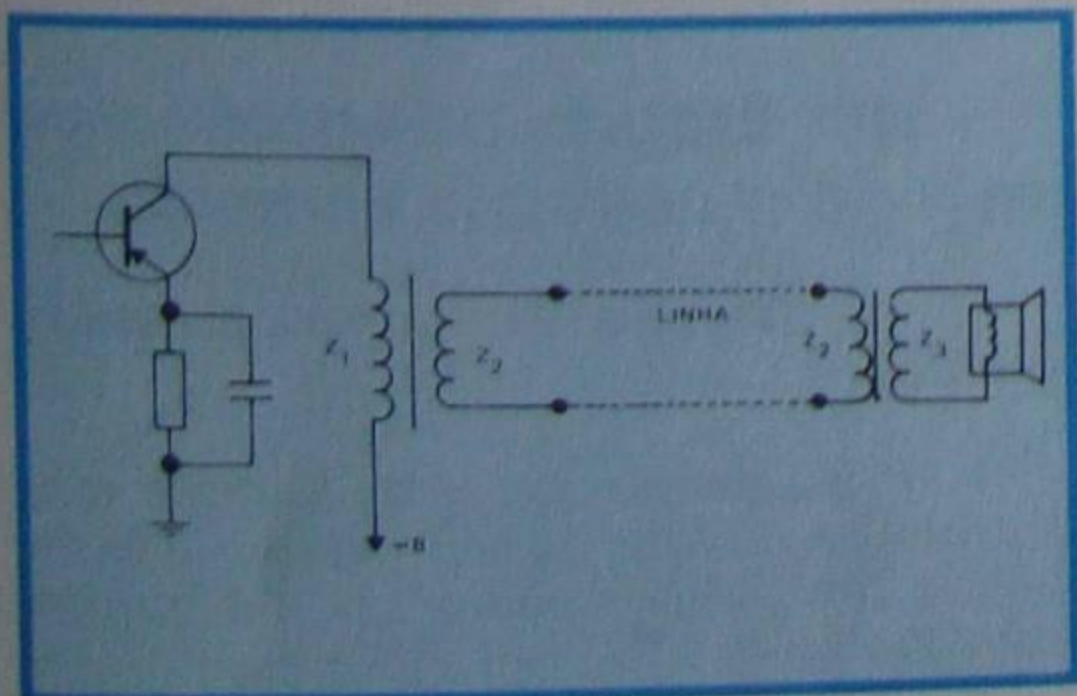



Figura 9 - Emprego dos transformadores de linha.

A derivação central necessariamente é ligada à fonte de corrente e as extremidades, aos coletores dos transistores de saída. Na figura 7, o aluno encontra um transformador do tipo de saída simples e, na **figura 8**, o esquema de um transformador de saída em "push-pull" ou contrafase.

2) **Quanto ao secundário**
- para bobina móvel;
- para linha.

O secundário é dito para bobina móvel quando ele tem valor de impedância adequado para ser ligado diretamente na bobina móvel de um alto-falante.

Quando há necessidade de ligar um ou vários alto-falantes a distâncias razoáveis do amplificador, a pequena tensão gerada no secundário se perde nos fios de ligação (linha). Neste caso, faz-se o secundário com impedância elevada, para que se tenha nele um aumento considerável de tensão, e chama-se o transformador de **transformador de linha**. É lógico que, para a adaptação perfeita das impedâncias do amplificador e do alto-falante, nas proximidades deste, liga-se um outro transformador, denominado **transformador de linha a bobina móvel**. O transformador mostrado na figura 8, por exemplo, é do tipo para bobina móvel; na **figura 9**, ilustramos uma ligação de transformadores para linha e de linha a bobina móvel.

3) **Quanto aos valores da impedância**
- valores fixos;
- valores variáveis.

A impedância do enrolamento do transformador de saída, tanto do primário como do secundário, pode ter valor fixo ou variável. Os transformadores de impedância de primário variável são chamados de **transformadores de saída universal**. Atualmente inexistentes, seu interesse é apenas de cunho didático. Já os transformadores de saída com impedância de secundário variável são mais conhecidos, pois quase todos os transformadores para alta-fidelidade possuíam derivações no secundário que possibilitavam ligar alto-falantes de 4 Ω, 8 Ω ou 16 Ω. Na **figura 10**, mostramos o esquema de um transformador de secundário variável.

Observe o aluno que ao secundário deve ser feita **uma** ligação de carga, isto é, deve-se ligar um alto-falante (ou sistema de alto-falantes) que tenha um valor de carga igual ao especificado, porém não se podem ligar 3 alto-falantes, sendo um de 4 Ω, outro

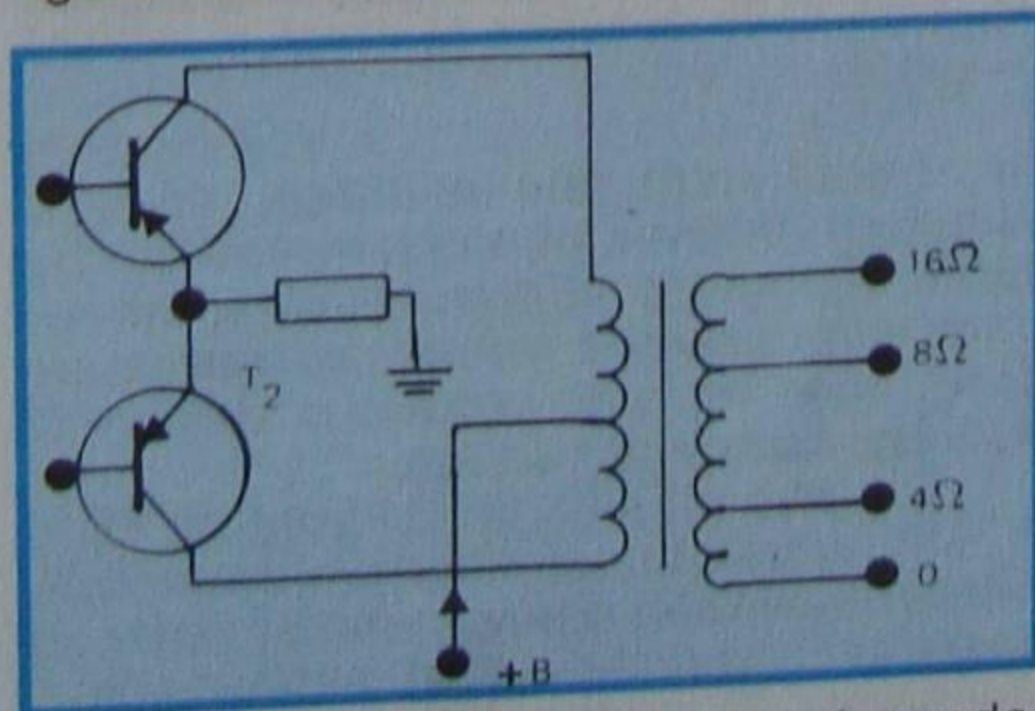



Figura 10 - Utilização do transformador secundário variável.

de 8 Ω e outro de 16 Ω, simultaneamente, ao transformador.

Obs.: esclarecemos que ambos os tipos caíram em desuso, sendo muito difícil encontrá-los, na prática.

c) Especificação de transformadores de saída

Os transformadores de saída são especificados por:

1 - Impedâncias do primário e do secundário

Como a impedância é uma grandeza que depende da freqüência, o valor apresentado pelo fabricante, salvo indicação em contrário, refere-se a freqüência de 1 000 Hz.

2 - Resposta de freqüência

É um dado geralmente indicado em decibéis - que é uma relação logarítmica de tensão ou potência - mostrando o alcance de freqüência do transformador. Por exemplo, se o fabricante indicar: "resposta de freqüência de 0 dB dentro de 20 a 15 000 Hz", saberemos que a resposta é plana nesse intervalo de freqüências, porque 0 db corresponde à relação de 1, entre a tensão nas freqüências médias e as tensões dos extremos citados, isto é, 20 Hz e 15 000 Hz. Se a indicação for de ± 3 dB, entre 20 Hz e 15 000 Hz, o transformador provocará perda de cerca de 30% nas freqüências extremas, porque 3 dB corresponde a uma relação de tensão de 0,7.

3 - Potência de saída

Corresponde a potência que o secundário do transformador pode entregar à carga (alto-falante), sem perigo de danificar-se. A potência, como é natural, é indicada em Watts.

4 - Aplicação

É muito comum o fabricante indicar onde deve ser aplicado o transformador. Isto se dá, indicando o tipo de amplificação para o qual o transformador foi desenhado: se simples ou "push-pull", classe A, B, AB, etc.

5 - Características físicas

Aqui, são indicadas as dimensões, peso, tipo de fixação, cores dos fios etc.

Com esta lição especial, acreditamos ter apresentado ao aluno uma noção teórica-prática dos transformadores de audiofreqüência, que, como afirmamos no início, são dispositivos empregados nos amplificadores transistorizados, contribuindo em grande parte para a boa ou má qualidade do amplificador. Os transformadores de saída de boa qualidade são componentes de custo elevado. Atualmente, graças ao grande desenvolvimento dos transistores, pode-se eliminar o transformador de saída, o que resulta no barateamento de custo do amplificador e, através de projetos cuidadosos, também na melhoria da qualidade de reprodução.

AMPLIFICAÇÃO EM ESTÁGIO DE SAÍDA EM SIMETRIA COMPLEMENTAR

I - Introdução

Nesta lição especial, veremos as vantagens do uso dos estágios de saída de potência na forma complementar "push-pull" em relação aos estágios que operam em classe "A", vistos anteriormente, em outra lição.

Na saída empregamos transistores complementares, ou seja, de mesmas características, mas de polaridades diferentes (um PNP e um NPN).

Vimos que no estágio relativo a saída em classe "A" o máximo rendimento era de 50%.Tendo em vista o aumento de rendimento, procurou-se uma maneira de fazer-se com que houvesse um aproveitamento melhor dos transistores, de forma que a parcela de potência dissipada no coletor, na ausência de sinal, fosse a mínima possível.

Dessa forma, pensou-se em projetar um **circuito em classe "B"** em que, na ausência de sinal incremental, o transistor permanecesse cortado e, deste modo, tornaríamos desprezível a dissipação no ponto de repouso do coletor.

Se fosse utilizado somente um transistor, o mesmo conduziria apenas no semiciclo do sinal de áudio que permitisse a polarização direta da junção base-emissor do mesmo; daí a necessidade de utilização dos dois transistores (PNP e NPN) com bases interligadas de maneira a receberem simultaneamente o mesmo sinal senoidal.

II - Descrição de funcionamento do estágio de saída

Apesar de já ser do conhecimento do aluno o princípio básico de funcionamento do estágio de potência em simetria complementar, julgamos conveniente recapitularmos alguns poucos detalhes.

Como dito anteriormente, o estágio de potência em simetria complementar emprega dois transistores possuidores de mesmas características elétricas, porém possuidores de polaridades opostas, ou seja, um transistor do tipo PNP e um do tipo NPN, sendo tais transistores chamados de "par casado".

É do conhecimento do aluno que o transistor NPN necessita de uma tensão positiva em sua base para entrar em condução, ocorrendo o oposto em relação ao transistor PNP.Com isto, é possível, através de um arranjo circuital adequado, fazer com que o próprio sinal de áudio (que consideraremos, para facilidade de raciocínio, como sendo senoidal) permita a ambos os transistores entrarem, alternadamente, em condução ou em corte.

O arranjo circuital em questão consiste em unir-se ambas as bases dos transistores, de maneira que o mesmo sinal atinja-as simultaneamente.Desta maneira, quando um transistor conduzir, o outro será levado ao corte e vice-versa, para cada um dos semiciclos da senóide; teremos, na carga, um sinal senoidal de forma semelhante ao sinal de entrada presente nas bases interligadas, a exceção de possíveis distorções causadas pela não-linearidade das características de entrada dos transistores em questão.

Em estágios de saída complementar, usualmente os transistores são montados na configuração de coletor comum e, como sabemos, tal montagem oferece um ganho máximo de tensão por volta da unidade, sendo intuitivo que o estágio de excitação ou "driver" deverá fornecer um sinal de excitação cuja amplitude pico-a-pico seja, aproximadamente, igual à tensão da fonte, para que seja obtida a máxima potência de saída.

O circuito de simetria complementar em questão é ilustrado na **figura 1**.

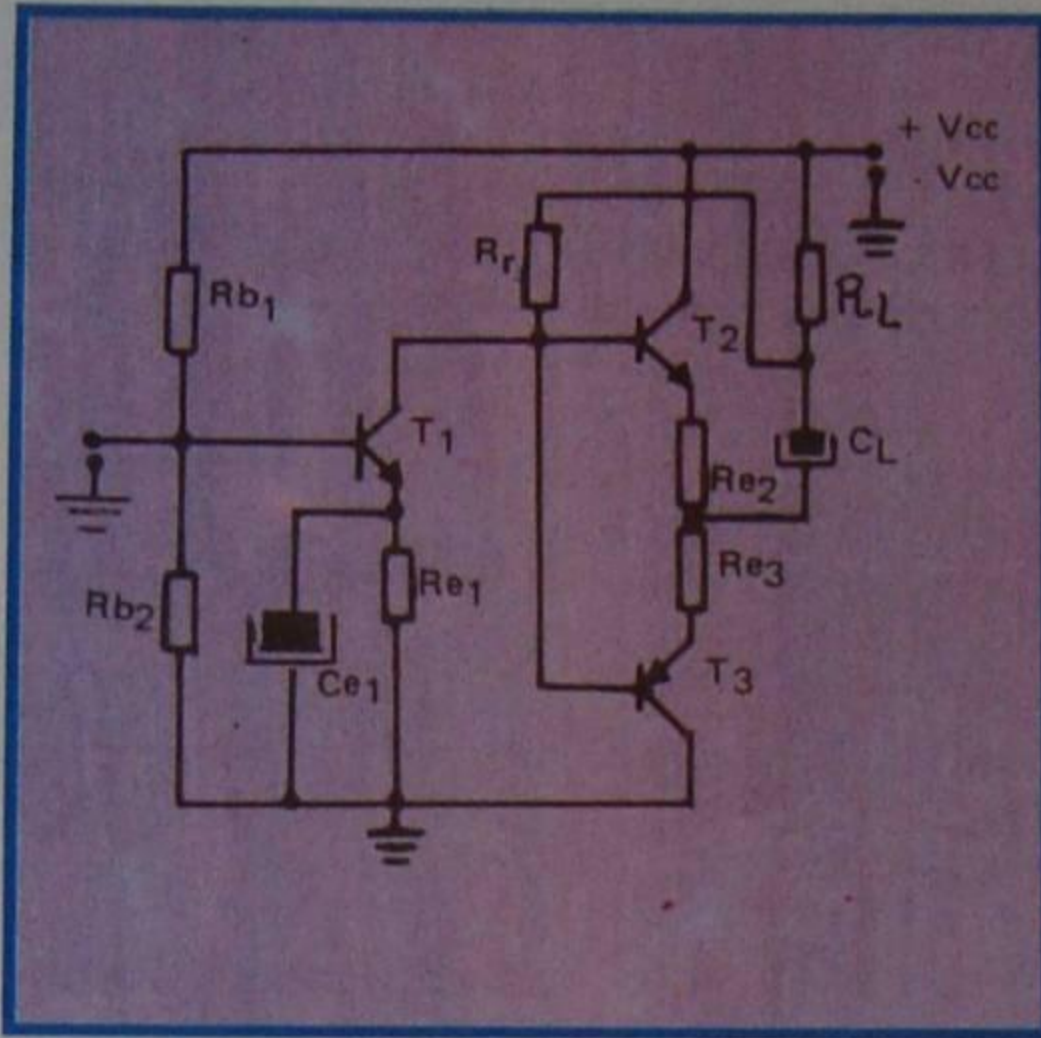



Figura 1 - Exemplo de um circuito de simetria complementar.

Como os dois transistores de saída (T_2 e T_3) são tomados como "pares casados", é correto concluir-se que, quando corretamente polarizados, tenhamos sobre cada um dos transistores exatamente a metade da tensão de alimentação.

Desta maneira, a característica de transferência de cada semicondutor será similar à mostrada na **figura 2.**

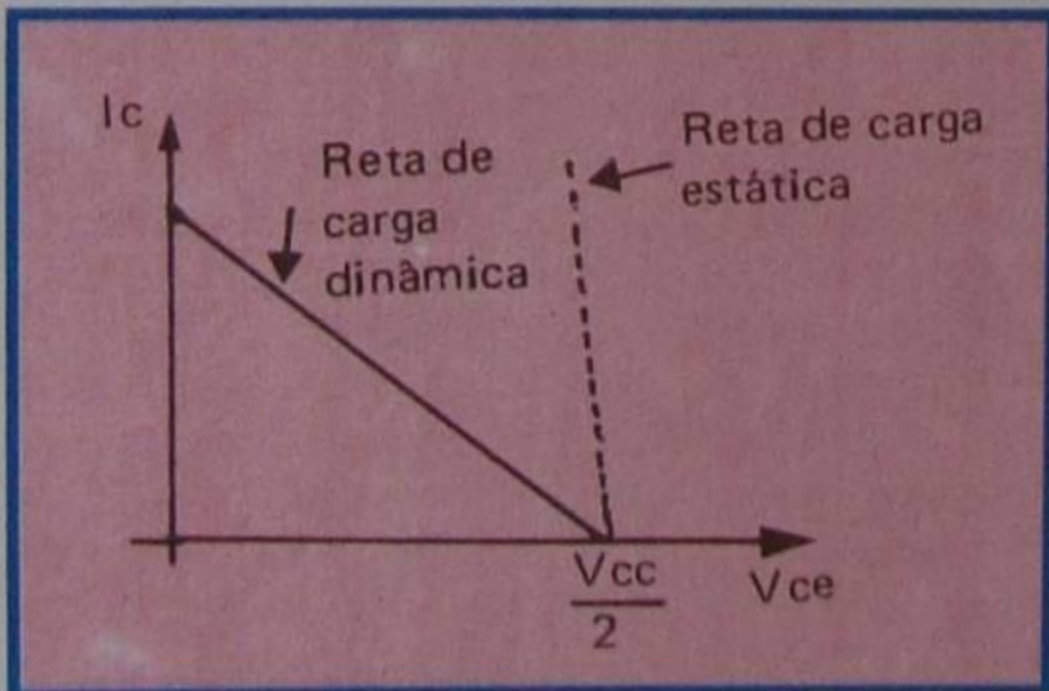



Figura 2 - Características de transferência dos transistores T_2 e T_3.

Nas condições estáticas, ou seja, durante a ausência de sinal, o capacitor C_L apresenta-se como que em curto,carregando-se através da corrente circulante por R_L e, uma vez carregado, o capacitor bloqueia a corrente contínua.

Como os valores ôhmicos de R_e e R_L são relativamente baixos, podemos, desconsiderando-os, afirmar que o capacitor C_L encontra-se em paralelo com o transistor T_2 (para as condições de ausência de sinal); é fácil concluir-se que a tensão máxima que obteremos sobre o capacitor C_L será igual à tensão sobre T_2 (tensão de V_{ce} que, como sabemos, é de $Vcc \div 2$).

Vamos agora supor que, na base do transistor T_1, seja injetado um sinal de polaridade negativa. Este sinal surgirá, no coletor de T_1, com polaridade invertida, ou seja, será positivo.

Com isto, estaremos polarizando diretamente a base do transistor T_2, levando-o à saturação. A tensão sobre este transistor, nestas condições, é chamada de "tensão entre coletor e emissor de saturação" e é abreviada por $\mathbf{Vce_{sat}}$.

Constitui-se, assim, um divisor de tensão C.C. entre o capacitor C_L, o qual já encontrava-se carregado com $Vcc \div 2$.

Nestas condições, a tensão alternada de pico, vista pela carga, será de:

$$VR_L \cong VC_L - Vce_{sat2}$$

$$VR_L \cong \frac{Vcc}{2} - Vce_{sat2}$$

Supondo-se, agora, que o sinal presente na base do transistor T_1 seja de polaridade positiva, surgirá no coletor do mesmo uma tensão negativa. Com isto, o transistor T_3 será conduzido à saturação; a tensão entre seus terminais de emissor e coletor é chamada, nestas condições, de $\mathbf{Vce_{sat3}}$.

Nestas condições, o capacitor C_L formará um novo divisor de tensão, só que desta vez em relação ao transistor T_3. Com isto, este transistor ficará estaticamente polarizado com a metade da tensão de fonte, ou seja, $Vcc \div 2$.

A tensão alternada "sentida" pela carga, nestas condições, será de:

$$VR_L \cong Vcc - VC_L - Vce_{sat3}$$

$$VR_L \cong Vcc - \frac{Vcc}{2} - Vce_{sat3}$$

$$VR_L \cong \frac{Vcc}{2} - Vce_{sat3}$$

Conforme o que foi demonstrado até o presente momento, concluímos que o capacitor C_L garante uma tensão de polarização C.C. que equivale à metade de Vcc sobre cada um dos transistores de saída, quer seja com a presença de sinal incremental ou não. Além disso, teremos na carga uma tensão de pico-a-pico (Vpp) igual a:

$$VR_{Lpp} = \frac{Vcc}{2} - Vce_{sat2} + \frac{Vcc}{2} - Vce_{sat3}$$

$$VR_{Lpp} = Vcc - 2Vce_{sat}$$

III - Estudo das potências em jogo no estágio de saída

a) - Cálculo da máxima potência na carga

Para definirmos uma fórmula que nos permita calcular a potência de saída no estágio em par complementar, partiremos da Lei de Ohm, onde:

$$P = V \cdot I$$

No nosso caso, a potência total na carga, admitindo-se os dois transistores em condução (cada qual em seu semiciclo correspondente), seria dada em termos de pico-a-pico:

$$Ps_{pp} = Vs_{pp} \times Is_{pp}$$

onde:

Ps_{pp}: potência de saída máxima (pico-a-pico)
Vs_{pp}: tensão de saída pico-a-pico
Is_{pp}: corrente de saída pico-a-pico

Para convertermos o valor de uma tensão ou de uma corrente, quando esta é fornecida em pico-a-pico, em valor eficaz basta dividir este valor pela raiz quadrada de dois. Portanto, a potência eficaz seria dada pela fórmula:

$$Ps_{max} = \frac{Vs_{pp}}{\sqrt{2}} \times \frac{Is_{pp}}{\sqrt{2}}$$

Porém, sabemos que a tensão de saída é a tensão sobre o resistor R_L, e que seu valor é dado pela fórmula:

$$VR_{L_{pp}} = Vcc - 2.Vce_{sat}$$

Efetuando as devidas alterações, teremos:

$$Ps_{max} = \frac{Vcc - 2.Vce_{sat}}{\sqrt{2}} \times \frac{Is_{pp}}{\sqrt{2}}$$

Se considerarmos que, pela Lei de Ohm:

$$I = \frac{E}{R}$$

podemos realizar novas transformações na fórmula, a qual passa a ser:

$$Ps_{max} = \frac{Vcc - 2.Vce_{sat}}{\sqrt{2}} \times \frac{Vcc - 2.Vce_{sat}}{\sqrt{2} \times 2\,(R_e + R_L)}$$

sendo:

R_e: resistor de emissor
R_L: resistência de carga

Obs: o fato de multiplicarmos $(R_e + R_L)$ por dois deve-se ao fato de estarmos considerando a tensão Vce_{sat} duas vezes; portanto, multiplica-se também por dois os valores ôhmicos.

Caso prosseguirmos com as transformações, teremos:

$$Ps_{max} = \frac{(Vcc - 2Vce_{sat})^2}{(\sqrt{2})^2 \times 2\,(R_e + R_L)}$$

$$\mathbf{Ps_{max} = \frac{(Vcc - 2Vce_{sat})^2}{4\,(R_e + R_L)}}$$

Caso quisermos considerar apenas a potência de saída para um único semiciclo do sinal, bastará dividir por dois o valor encontrado ou então realizar novas transformações na fórmula, que passa a ser:

$$Ps = \frac{(Vcc - 2.Vce_{sat})^2}{8\,(R_e + R_L)}$$

b) - Cálculo da potência máxima dissipada no coletor de cada transistor

A potência total de dissipação no coletor do transistor em condução (Pc_{max}) é dada em termos de valores médios. Desta maneira, o valor médio de tensão ou corrente da senóide do sinal de saída é dado por:

$$V_{médio} = \frac{V_{max}}{\pi} \quad e \quad I_{médio} = \frac{I_{max}}{\pi}$$

Portanto:

$$Pc_{max} = Vce_{médio} \times Ic_{médio}$$

$$Pc_{max} = \frac{\frac{Vcc}{2} \times Vce_{sat}}{\pi} \cdot \frac{\frac{Vcc}{2} \times Vce_{sat}}{\pi\,(R_e + R_L)}$$

$$\mathbf{Pc_{max} = \frac{\left(\frac{Vcc}{2} \times Vce_{sat}\right)^2}{\pi^2\,(Re + R_L)}}$$

Podemos, agora, comparar as duas equações de Ps_{max} e Pc_{max} para encontrar a seguinte relação entre elas:

$$\mathbf{Pc_{max} \cong 20\%\ Ps_{max}}$$

Concluímos então que a potência máxima do coletor equivale a aproximadamente 20% da potência máxima de saída.

c) - Determinação da potência da fonte

Para determinação da potência que a fonte de alimentação deverá fornecer ao circuito, consideraremos a corrente fornecida pela mesma em termos de valores médios, uma vez que sua tensão Vcc é fixa.

Se também considerarmos que apenas um dos transistores de saída conduzirá em cada semiciclo do sinal de entrada, teremos, como equação determinante da potência que a fonte deverá fornecer:

$$\mathbf{Pf = Vcc \times \frac{(Vcc - 2Vce_{sat})}{2\,(Re + R_L)\,\pi}}$$

Onde **Pf** é a potência fornecida pela fonte.

d) - Determinação do rendimento do sistema

Comparando-se as equações da máxima potência de saída e a fornecida pela fonte, podemos determinar o rendimento do sistema.

$$\frac{Ps}{Pf} = \frac{\frac{(Vcc - 2Vce_{sat})^2}{8\,(Re + R_L)}}{\frac{Vcc\,.\,(Vcc - 2Vce_{sat})}{2\,(Re + R_L)\,.\,\pi}}$$

$$\frac{Ps}{Pf} = \frac{(Vcc - 2Vce_{sat})^2}{8\,(Re + R_L)} \cdot \frac{2\,(Re + R_L)\,.\,\pi}{Vcc\,.\,(Vcc - 2Vce_{sat})}$$

$$\frac{Ps}{Pf} = \frac{2\pi\,(Re + R_L)\,.\,(Vcc - 2Vce_{sat})^2}{8\,(Re + R_L)\,.\,Vcc\,(Vcc - 2Vce_{sat})}$$

$$\frac{Ps}{Pf} = \frac{2\,\pi\,(Vcc - 2Vce_{sat})}{8Vcc}$$

A relação entre **Ps** e **Pf** é chamada de η.

Considerando-se que o valor de Vcc é muito maior que "$2Vce_{sat}$", podemos simplificar, na prática, a fórmula anterior para:

$$\eta = \frac{Vcc \times 2\,\pi}{8Vcc} = \frac{\pi}{4}$$

o que equivale a dizer que o rendimento **teórico** do sistema é de 78,5%.

e) - Determinação do valor de acoplamento de carga

Para determinação do valor do capacitor de acoplamento de carga, temos a considerar que o valor do mesmo determina o limite inferior de corte.

Desta forma:

$$X_{C_L} \equiv R_L \text{ para fi, ou seja: } C_L = \frac{1}{fi\ R_L}$$

onde:

X_{C_L} = reatância capacitiva do capacitor C_L
fi = freqüência de corte inferior do amplificador.

Um fato importante que se deve ressaltar, é que a vantagem principal na utilização do capacitor C_L é de desacoplar a carga R_L da corrente média que circula pelos emissores dos transistores de saída de T_2 e T_3, permitindo passar por R_L apenas uma pequena corrente C.C.

Se tal fato não acontecesse, a

corrente de polarização, de aproximadamente 1 mA, que temos nos transistores de saída, e que se eleva para cerca de 150 mA, na condição de pequena potência de saída, passaria pelo alto-falante, dando-lhe uma deflexão de cone violenta, distorcendo todo sinal de saída, e cortando as altas freqüências por completo.

IV - Métodos de estabilidade e neutralização de "cross-over"

Uma das principais desvantagens dos amplificadores de potência em saída complementar classe "B", é a de que os transistores de saída nem sempre apresentam características idênticas, podendo-se mesmo dar uma tolerância de 20% de desvio nestas características.

Entretanto, a característica de entrada Vbe x Ib é a que apresenta maior importância, pois o ponto de "joelho" apresenta variações de transistor para transistor, principalmente para sinais de baixo nível.

Por este motivo utilizamos os amplificadores em classe "A-B" onde praticamente os transistores trabalham fora do "joelho" e as curvas se assemelham dentro dos desvios bem mais favoráveis. Tal fato é ilustrado na **figura 3**. Subentende-se como "joelho" o ponto de transição entre o corte e a condução, ou entre a região linear e a não-linear, de um transistor.

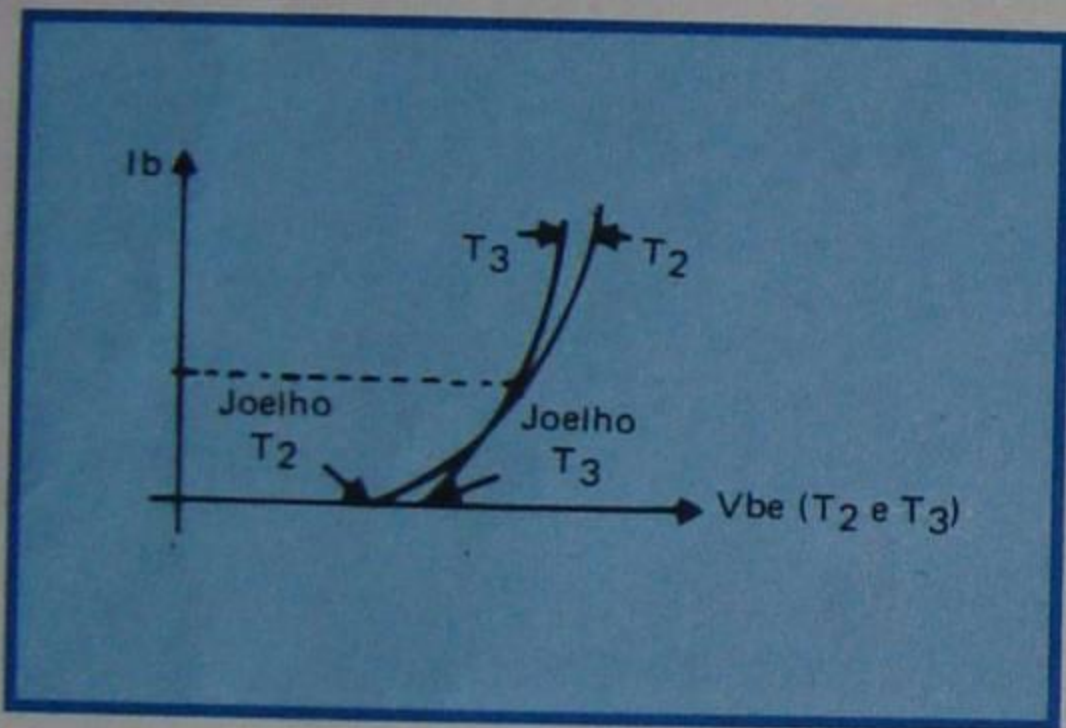



Figura 3 - Joelho Ib versus Vbe.

A corrente quiescente (classe A-B) será obtida como conseqüência da inclusão de um resistor de baixo valor ôhmico colocado entre as bases de T_2 eT_3,de forma que, devido a circulação da corrente

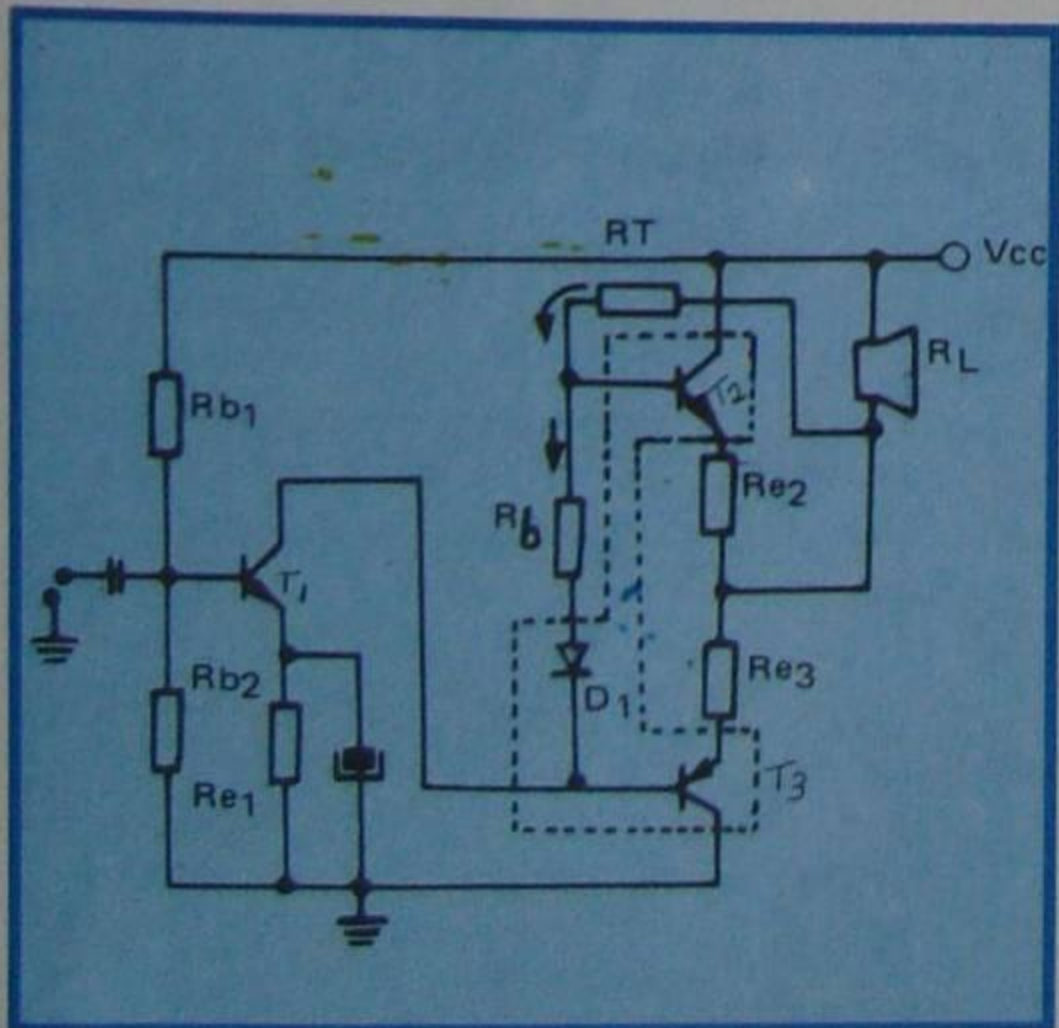



Figura 4 - Amplificador classe A-B.

quiescente de T_1, emitirá sobre este resistor uma pequena queda de tensão, polarizando diretamente os transistores de saída. Como são dois transistores, deveríamos ter uma queda de tensão de 2 x Vbe, de modo que o Vbe que falta será suprido pela tensão do diodo D_1. Observe a **figura 4.** Como o transistor T_1 trabalha em classe A, Vce_1 será igual à metade da tensão da fonte, ou seja:

$$Vce_1 = \frac{Vcc}{2}$$

portanto:

$$VRT+VRe+VR_L = \frac{Vcc}{2}$$

e como RT é muito maior que Re + R_L, teremos que:

$$VRT \cong \frac{Vcc}{2}$$

$$\text{então, concluímos que } IRT = \frac{\frac{Vcc}{2}}{RT}$$

$$IRT = \frac{Vcc}{2RT}$$

$$IRb = IRT - Ib_2 \cong IRT$$

portanto:

$$Rb = \frac{0,6}{IRb} = \frac{0,6}{IRT} = \frac{0,6}{\frac{Vcc}{2RT}}$$

$$Rb = \frac{1,2\ RT}{vcc}$$

Obs.: considera-se, para os casos onde Vcc = 12 Volts, Rb = 0,1 RT.

A compensação térmica se dá através do diodo D_1 o qual deverá ficar em contato térmico com os transistores de saída.

Porém, existem tipos de amplificadores em que o contato térmico não existe, porém o diodo é colocado, fisicamente, bem perto dos transistores de saída, de modo que o calor seja distribuído igualmente pela massa de ar adjacente aos três componentes (T_2, T_3 e D_1).

Fazendo-se uma análise bastante sucinta, suponhamos que, por qualquer motivo, a temperatura ambiente aumente, e aumente também a temperatura do invólucro dos transistores de saída, tendo como resultado um conseqüente aumento na corrente de polarização de coletor e base dos dois transistores.

Observe os pontos **A** e **B** da **figura 5.**

Vimos anteriormente que, caso as bases de T_2 e T_3 estivessem unidas em um só ponto (veja a figura 1) os dois transistores estariam no corte, e não circularia nenhuma corrente C.C. de polarização pelos mesmos, mas apareceria a distorção de "cross-over".

Por este motivo introduz-se, entre as bases, o resistor Rb e o diodo D_1, os quais dariam origem a uma pequena corrente de

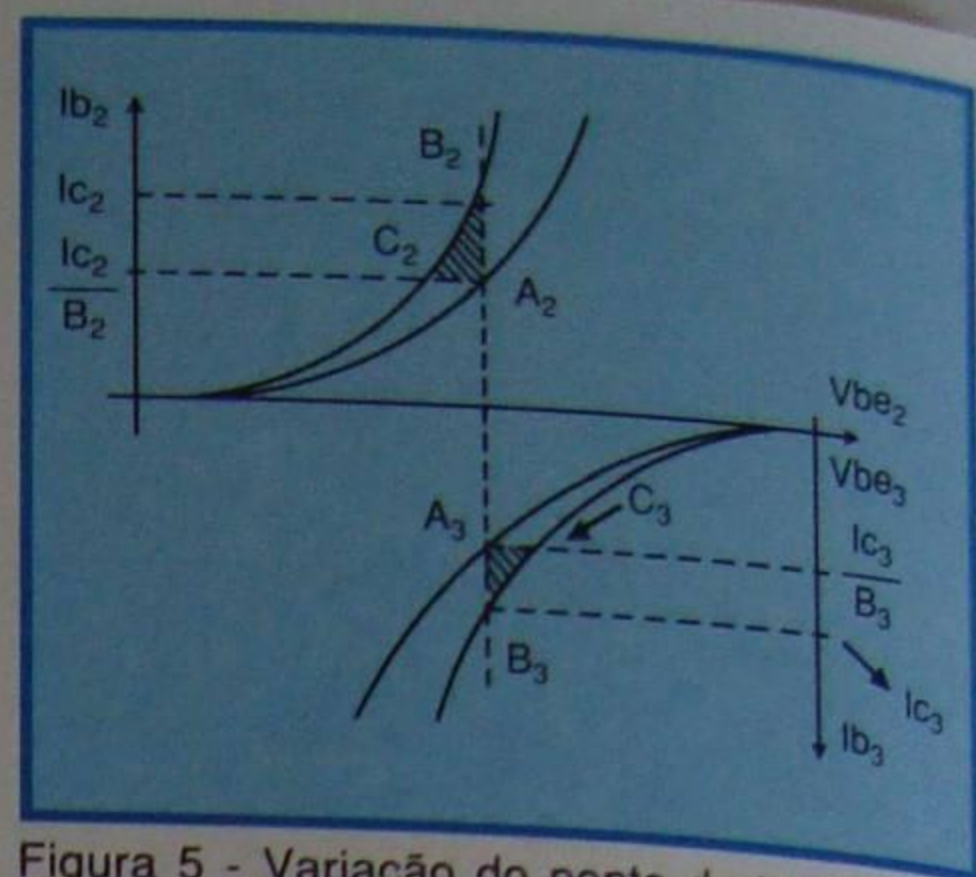



Figura 5 - Variação do ponto de trabalho em função da temperatura.

polarização, fazendo com que desapareça a distorção.

Ao aumentar a temperatura ambiente, a temperatura do invólucro do diodo, cuja pastilha normalmente é a mesma dos transistores de saída, também aumenta.

A queda de tensão nos terminais do diodo diminui, fazendo com que a tensão entre as bases de T_2 e T_3 também diminua, trazendo os dois transistores em direção ao corte e diminuindo, novamente, suas correntes de coletor Ic_2 e Ic_3 e de base Ib_2 e Ib_3, o que é representado no gráfico da figura 5.

Estabelecida a normalidade na temperatura, os pontos de polarização de T_2 e T_3, que se encontravam em $\mathbf{C_2}$ e $\mathbf{C_3}$, retornam à condição inicial $\mathbf{A_2}$ e $\mathbf{A_3}$, assim como a tensão nos terminais do diodo D_1 retorna à condição inicial.

Pode-se notar perfeitamente o ciclo térmico de compensação que segue a polarização dos transistores de saída pela área hachuriada entre os pontos **A, B** e **C** da figura 5.

V - A prática de projeto

Neste item, serão comentados alguns procedimentos usuais de projeto de um amplificador, utilizando-se o diagrama esquemático mostrado na **figura 6**. Gostaríamos de esclarecer que existem outros métodos, os quais também fornecem ótimos resultados, porém, o método que será visto implica em poucos cálculos e pode ser usado como um ponto de partida para a aprendizagem dos demais.

a) A fonte de alimentação

É muito comum, ao iniciarmos um projeto, começarmos pela escolha do transistor de saída.

Porém, é também aconselhável começarmos pela fonte de alimentação, devido a potência de saída depender diretamente da fonte utilizada, agindo o transistor como elemento intermediário.

A corrente máxima considerada no alto-falante é obtida dividindo-se o valor da tensão da fonte pelo valor da impedância do circuito, ou seja:

$$I_{máx.} = \frac{Vcc}{Zo}$$

onde: **Vcc** = tensão da fonte
Zo = impedância do circuito.

A potência máxima de saída pode

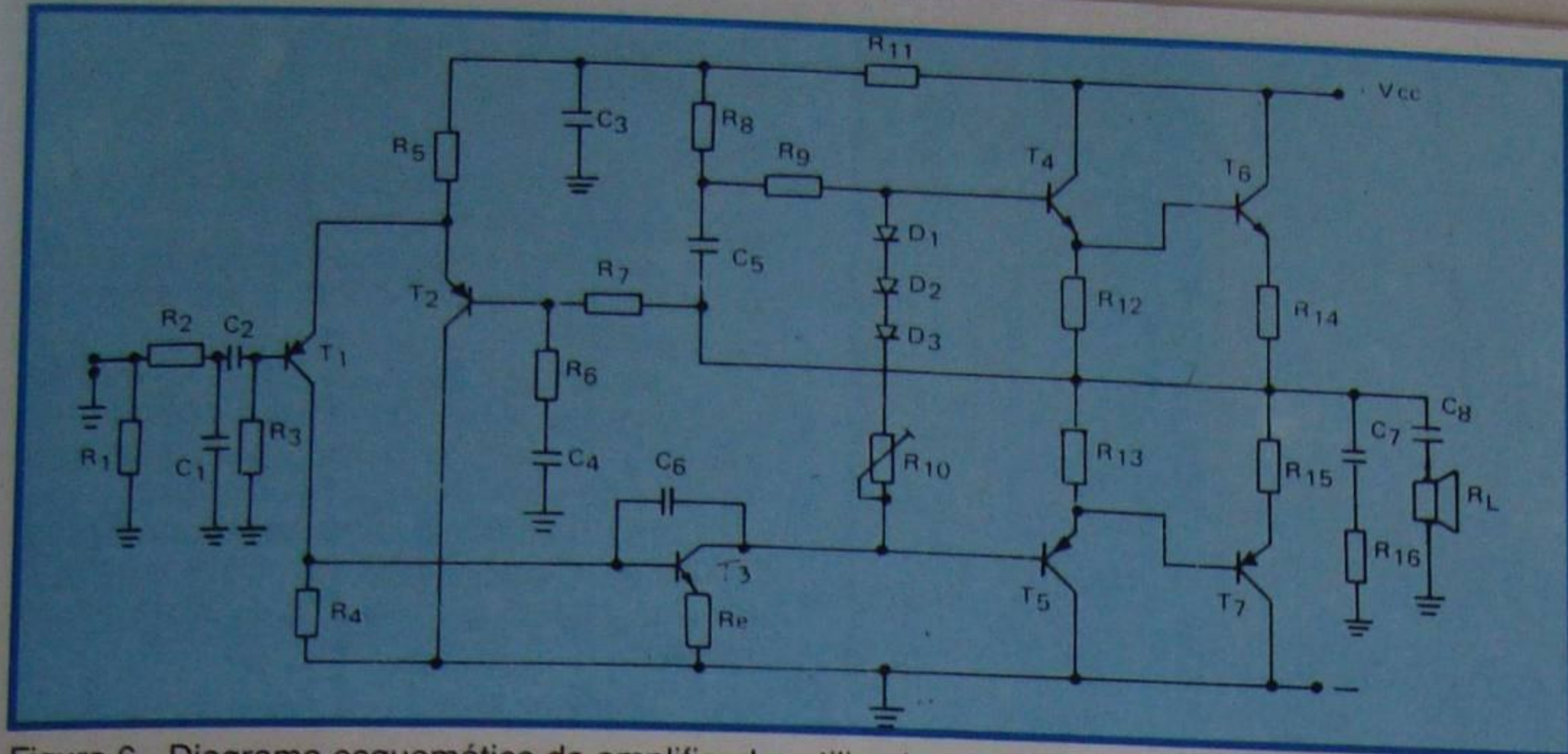



Figura 6 - Diagrama esquemático do amplificador utilizado como exemplo de cálculo.

ser obtida pela expressão simplificada:

$$Ps_{máx.} = \frac{Vcc^2}{2R_L}$$

onde: $\mathbf{R_L}$ = impedância da carga.

Considerando como 20 W a máxima potência de saída e 8 ohms a impedância do alto-falante, o valor de Vcc deverá ser igual a:

$$Vcc^2 = 2.R_L \times Ps = 2 \times 8 \times 20 = 320$$

portanto $Vcc = \sqrt{320}$
$Vcc \cong 18$ Volts

Considerando que utilizaremos um amplificador em saída complementar, necessitaremos de 18 V para cada transistor de saída; portanto, a fonte deverá fornecer 36 V.

A corrente máxima pico-a-pico consumida será igual a:

$$I_{max.} = \frac{Vcc}{R_L} = \frac{18\ V}{8\Omega} = 2{,}25\ A$$

enquanto que a corrente média de consumo, neste caso, será de:

$$I_m = \frac{I_{max.}}{\pi} = \frac{2{,}25\ A}{3{,}14} = 0{,}71\ A$$

Estes cálculos demonstram que, sem levar em conta as perdas no circuito, a fonte deverá fornecer uma corrente de 0,71 Ampères sob uma tensão de 36 Volts.

Porém para prevermos um valor de tensão que a fonte deve fornecer, devemos levar em conta perdas em geral que são inevitáveis na prática.

Em um transistor, mesmo saturado, sempre teremos um certo valor de Vce mínimo, que passa a ser considerado como uma parte da tensão da fonte não aproveitada, sendo que este valor varia de transistor para transistor e está compreendido entre 0,5 V e 3 V. Como este valor é desconhecido, vamos considerá-lo igual a 2 Volts.

Ainda devemos lembrar que existe o resistor de emissor para assegurar uma certa estabilidade térmica no circuito; quanto maior for seu valor, mais estável será o circuito, porém, a perda será maior.

Como ponto de acordo, vamos convencionar seu valor em 10% do valor do resistor de carga, ou seja, 0,8 ohms (ou menos, conforme experiência).

Considerando a corrente máxima como sendo 2,25 A, aparecerá uma queda de tensão no resistor de emissor igual a:

$$2{,}25\ A \times 0{,}8\ \Omega = 1{,}8\ V$$

Logo, a tensão exigida para a fonte será aquela já encontrada anteriormente (18 V) mais as quedas de tensão previstas em Vce_{min} e VRe, ou seja:

$Vcc = 18\ V + Vce_{min} + VRe$
$Vcc = 18 + 2 + 1{,}8$
$Vcc = 21{,}8\ V$

Temos então que a tensão exigida para cada transistor é de 22 V.

Prevendo ainda mais as perdas de tensão correspondentes à própria fonte, tipo de acoplamento, energia perdida pelos transistores de saída em forma de calor, etc., vamos adotar o valor de 25 Volts para cada transistor.

b) Escolha dos transistores de saída

É importante saber que, embora haja indicação do valor de β dos transistores, devemos verificar com que corrente de coletor é demonstrado o referido valor.

Como exemplo, suponha-se que exista no mercado um transistor cujo β seja 30, tendo a corrente de coletor em torno de 1 Ampére, provocada por uma determinada corrente de base.

Este fato não promete que este mesmo transistor conserve o seu β no mesmo valor quando Ic atinge seu máximo valor, ou seja, a corrente necessária para se obter uma potência de saída em torno de 20 Watts, conforme discutido anteriormente.

A **figura 7** mostra esta característica, onde o β de um determinado transistor muda o seu valor, conforme a mudança de Ib aplicada nele, conseqüentemente mudando o valor de Ic.

Percebe-se que na região compreendida entre os pontos A e B, o valor de β se conserva relativamente igual, decrescendo gradativamente em direção ao ponto **C**, conforme o aumento de Ic.

Tratando-se de um circuito que usa um par complementar (PNP e NPN), surge como problema, a inevitável diferença de β entre os dois transistores escolhidos como os de saída.

Como o valor de β é a referência para se saber o tipo de transistor excitador que deve ser escolhido para excitar os transistores de saída, o nosso cálculo deve ser apoiado, sempre, naquele que possui o menor valor de β como referência para a escolha do seu excitador.

Para este caso, vamos admitir que o menor β encontrado nos transistores de saída, seja de 20, e que este valor corresponda ao transistor T_6.

Assim, a corrente do transistor excitador (T_4), que será tratada como Id_1 será conseguida da seguinte forma:

$$Id_1 = \frac{Ic_{max.}(T_6)}{\beta_{min.}(T_6)} \cong \frac{2{,}3\ A}{20} \cong 115\ mA$$

OBS.: A corrente Ic, indicada como 2,3 A , é a que corresponde à potência de 20 Watts, ou seja, a potência máxima do amplificador em questão.

No coletor de T_4, além da corrente de 115 mA que circula através da junção base-emissor de T_6, existe outra que corresponde à do resistor R_{12} (R_{13}).

Portanto, a corrente máxima do coletor de T_4, considerada como Id_1, deve ser um pouco maior que aquela acima indicada.

Desta forma a corrente máxima do excitador (T_4) será considerada como sendo de 130 mA.

A potência máxima dissipada em T_4, neste caso, será:

$$Pd_1 = \frac{130\ mA\ .\ 23\ V}{2} = 1\ 495\ mW$$

(ou ≅ 1 500 mW)
Nota: $23\ V = 25\ V - VR_e\ (1{,}8\ V) \cong 23\ V$

OBS.: Dividiu-se por 2 para determinar-se a potência efetiva.

Estando o transistor excitador T_4 (ou T_5) polarizado em classe B, a potência dissipada **no coletor** do mesmo (Pc) será 30% menor, ou seja:

$$Pc_1 = 1\ 500\ mW\ .\ 0{,}3\ (30\%) = 450\ mW$$

A potência de coletor encontrada (Pc_1) serve para se determinar o tipo do transistor a ser usado (no caso, T_4 ou T_5), na temperatura ambiente de 25°C.

Em uma temperatura mais elevada, será necessário um transistor com a potência de coletor mais elevada.

Na prática, tal valor deverá ser considerado duas vezes maior que o valor

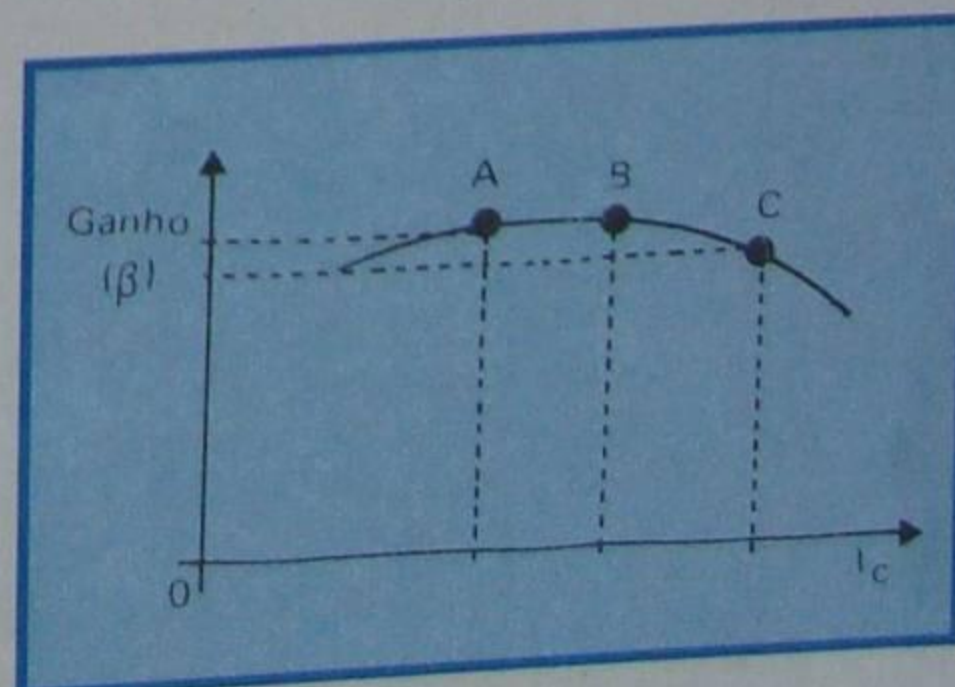



Figura 7 - β versus Ic.

da dissipação calculado, ou seja, 900 mW aproximadamente.

Por outro lado, se for conseguido um outro par de transistores de saída com β em torno de 60, a corrente de excitação, que será tratada por Id_2, cairá para um valor bem inferior em relação ao anterior, senão vejamos:

$$Id_2 = \frac{2{,}3\ A}{60} = 38\ mA$$

Mesmo somando-se esta corrente com aquela que circula em R_{12}, ainda é inferior a 60 mA.

Com estes transistores de saída, a potência de coletor do excitador, que será indicada como Pd_2, fica:

$$Pd_2 = \frac{60\ mA\ .\ 23\ V}{2} = 690\ mW\ (ou \cong 700\ mW)$$

Assim, a potência do coletor será:

$$Pc_2 = 700\ mW\ .\ 0{,}3\ (30\%) = 210\ mW$$

Uma forma bastante prática para determinar a potência do coletor necessária para o excitador é dividir a potência do coletor do transistor de saída pelo β do mesmo.

Considerando 6 Watts a potência do coletor de saída, a potência do coletor excitador passa a ser:

a) Com β = 20 (T_5)

$$Pc_1 = \frac{6\ W}{20} = 300\ mW$$

b) Com β = 60 (T_5)

$$Pc_2 = \frac{6\ W}{60} = 100\ mW$$

Comparando-se os valores acima, com os valores conseguidos anteriormente, notamos que são inferiores, devido a não consideração da corrente que circula no resistor R_{12} (R_{13}) já discutidos.

A tensão e corrente que os transistores excitadores deverão suportar é a mesma que os transistores de saída, ou seja: 50 Volts e 130 mA.

VI - Determinação do valor de R_{12} (R_{13})

Tanto R_{12} como R_{13} funcionam como resistores de base dos transistores de saída, conforme demonstra a **figura 8**.

Quando o valor de R_{12} for muito acima do adequado, ocorrem os seguintes inconvenientes:

a) Provoca um excesso de corrente de coletor no transistor de saída T_6 (T_7).

b) Provoca a falta da corrente de repouso no transistor excitador T_4 (T_5).

Por outro lado, quando o valor de R_{12} (R_{13}) for muito abaixo do valor adequado teremos:

a) Falta de corrente de coletor no

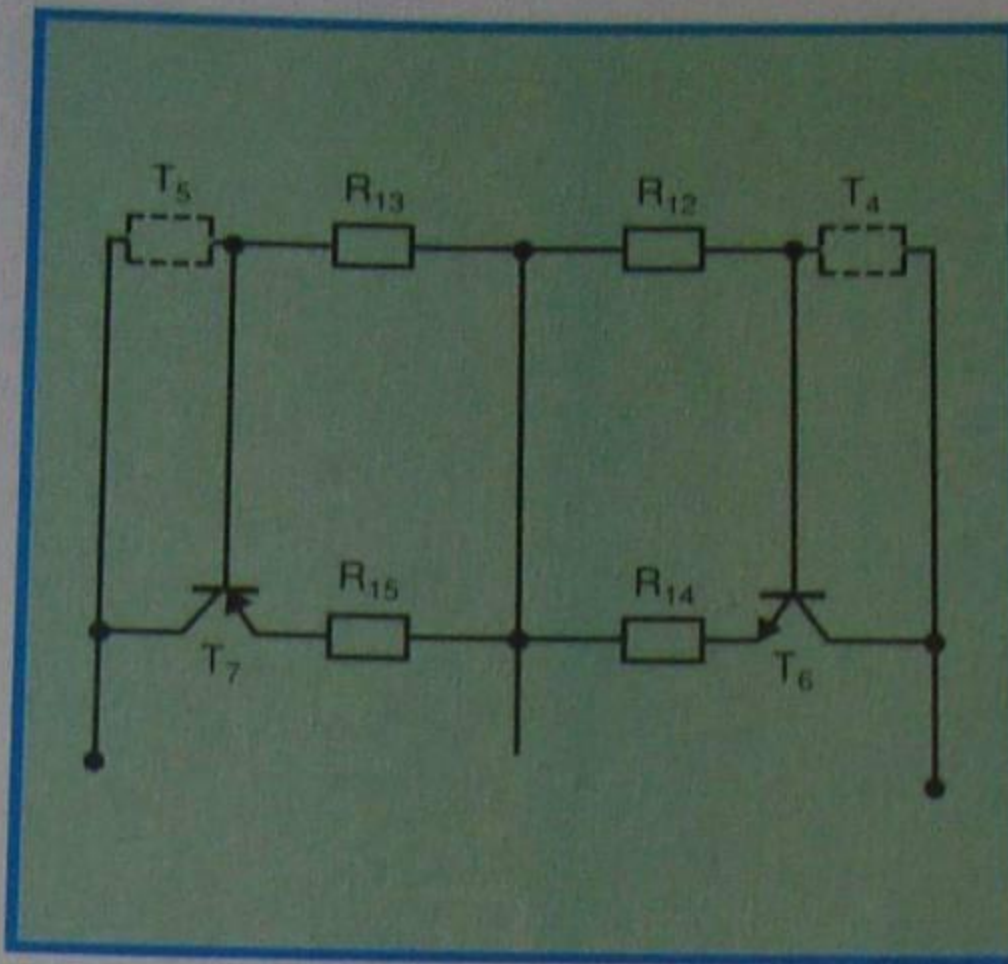



Figura 8 - Polarização dos transistores de saída.

transistor de saída.

b) Excesso de corrente no excitador.

Eliminando-se os transistores T_6 e T_7 do circuito, o resistor de carga de T_4 será o R_{12} em paralelo com "Ri" onde "Ri" é a resistência da junção base-emissor de T_6 mais a resistência de emissor R_{14}, multiplicado por β .

Observe a **figura 9**.

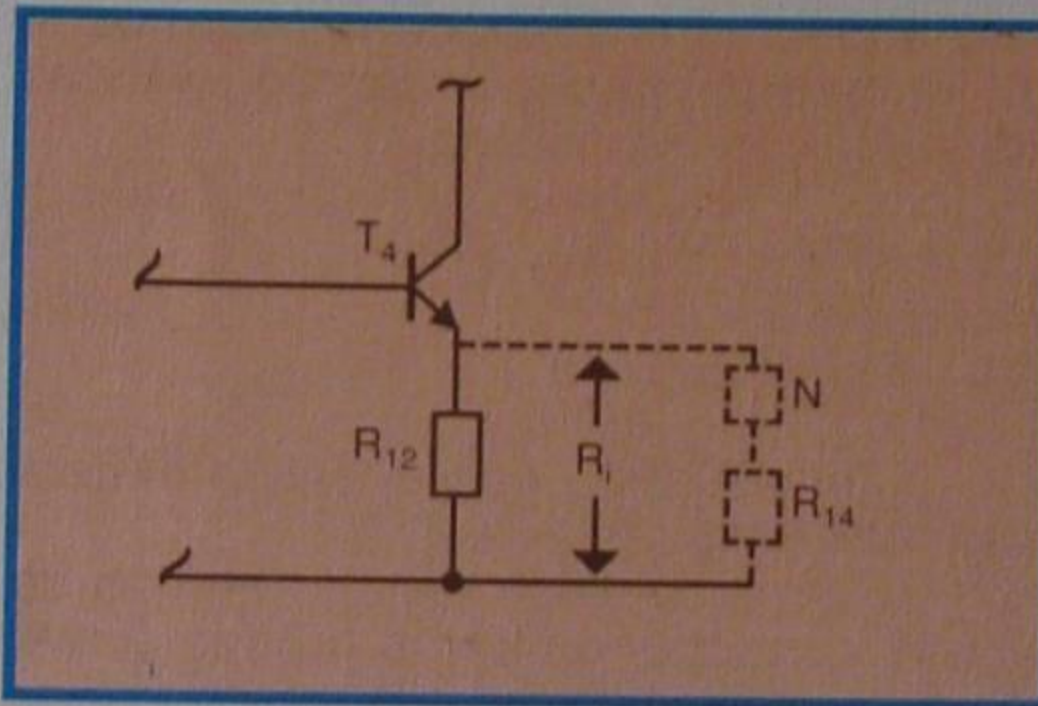



Figura 9 - Circuito equivalente.

Se o valor de "Ri" for igual ao de R_{12} a corrente que passa por Ri é igual à metade da corrente total de T_4.

Assim vê-se claramente que, quanto maior for o valor de R_{12}, aplica-se maior corrente na base de T_6, através de T_4, conforme podemos ver na **figura 10**. Portanto, até certo limite é conveniente que o valor de R_{12} seja maior para se obter maior ganho na saída.

No entanto, se o valor de R_{12} for demasiadamente alto, implicaria na falta de corrente de coletor no transistor T_4.

Considerando a corrente de repouso de T_6 como sendo 15 mA, e β deste transistor como 20, a corrente de base (Ib) passa a ser :

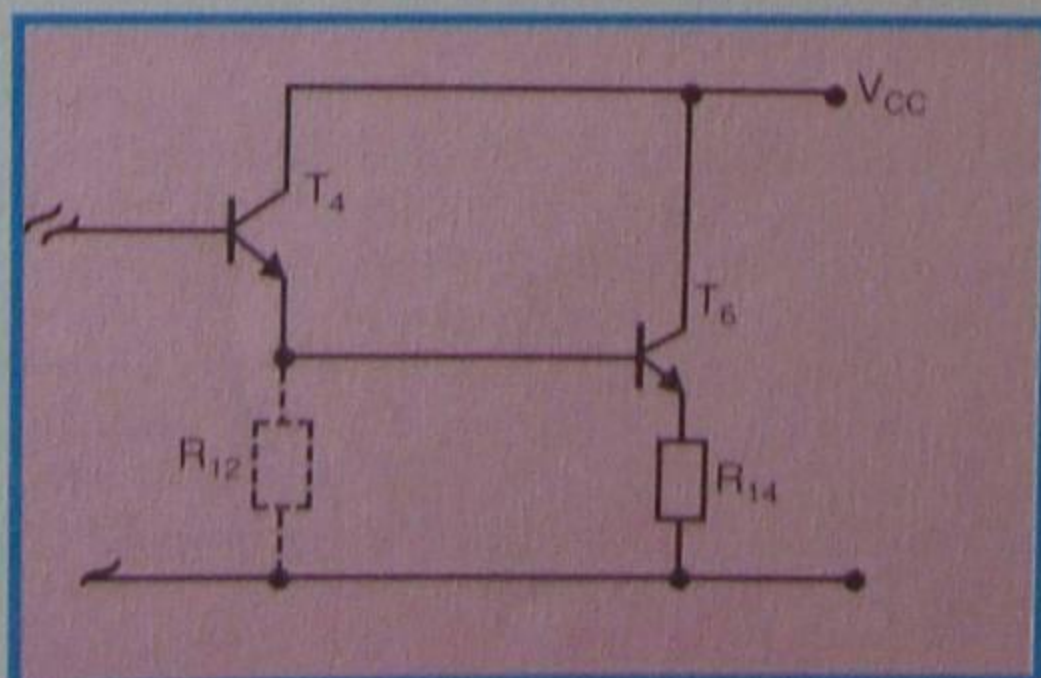



Figura 10 - Circuito modificado para análise.

$$Ib = \frac{15\ mA}{20} = 0{,}75\ mA$$

Por outro lado, se o referido β for 60, a corrente de base seria 0,25 mA.

É muito comum escolher-se como excitador um transistor com Ic em torno de 1 mA a 2 mA.

A função de R_{12} portanto, é a de compensar a diferença entre a corrente de coletor necessária para o excitador e a corrente de base de T_6 a ser excitado.

Esta condição é mostrada na **figura 11**, onde a corrente de emissor de T_4 é tomada como a corrente de coletor do mesmo.

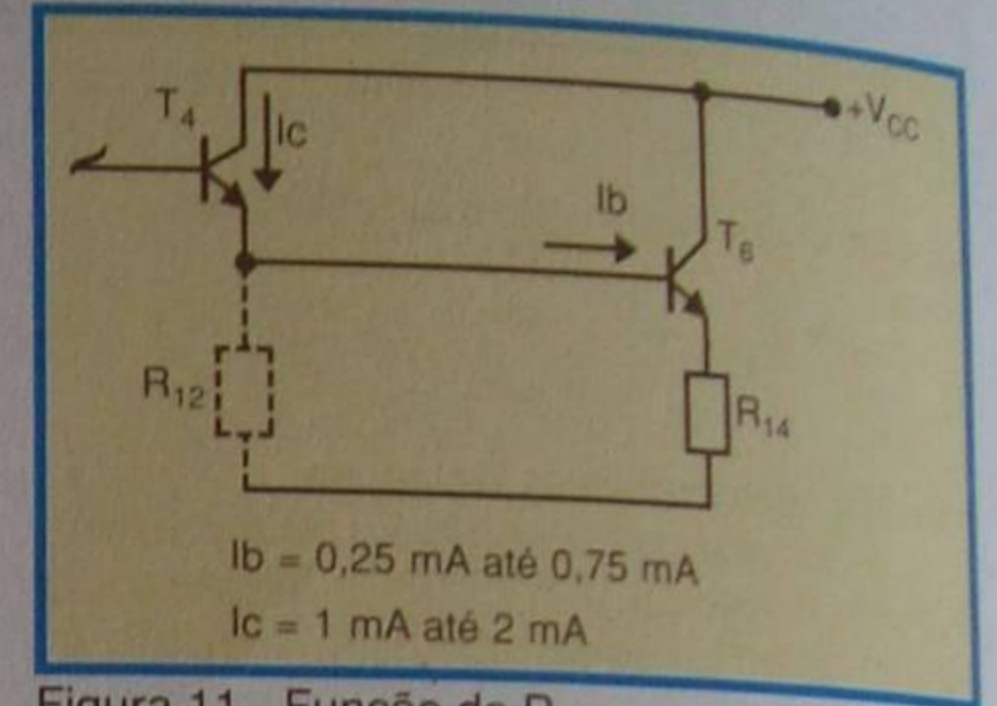



Figura 11 - Função de R_{12}.

Na prática, o valor de R_{12} chega a ser 5 a 10 vezes maior que Ri_6 ("Ri" do transistor T_6).

O "Ri_6", por sua vez, depende do valor indicado como "ri_6" de T_6 conforme demonstrado na **figura 12**. O valor de "ri_6"

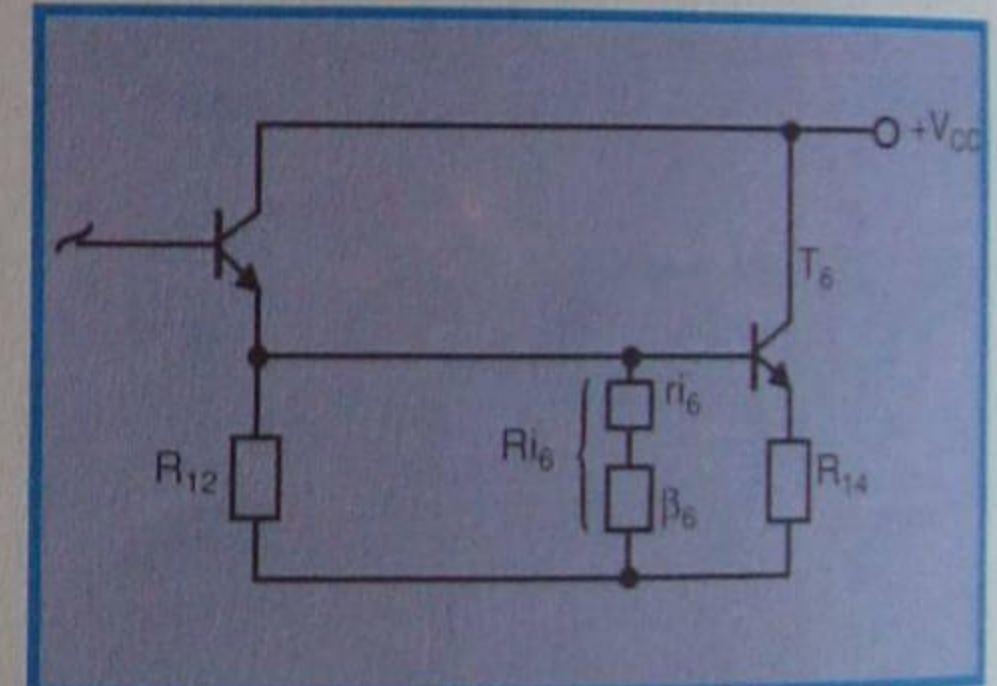



Figura 12 - Determinação Ri_6.

pode ser conseguido, através de gráficos semelhantes ao da **figura 13**, onde é mostrada a relação entre Vbe (Δ Vbe) e de Ib (Δ Ib) de T_6.

Considerando como 0,5 mA a corrente média entre 0,75 mA (com β = 20) e 0,25 mA (com β = 60), encontraremos no gráfico uma tensão Vbe de 0,6 V, e, ao alterar este valor para 0,642, a corrente de base desloca-se de 0,5 mA a 1,5 mA.

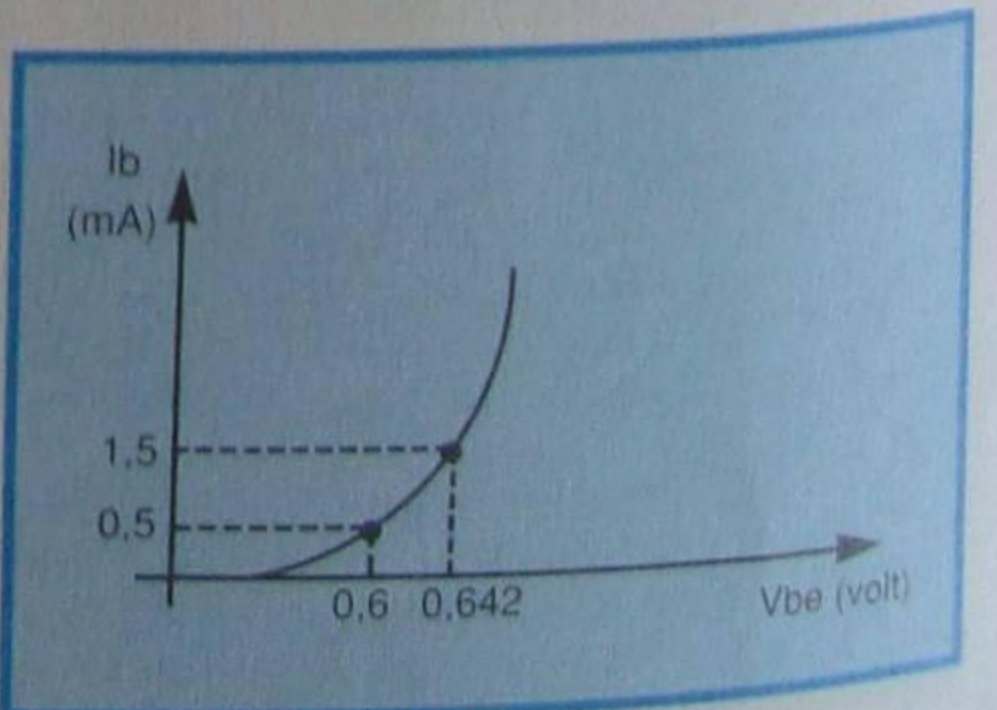



Figura 13 - Relação entre Ib e Vbe.

Com estes valores tomados como referência, o valor de "ri_6" é calculado da seguinte forma:

$$ri_6 = \frac{\Delta Vbe}{\Delta Ib} = \frac{0{,}642 - 0{,}6\ V}{1{,}5\ mA - 0{,}5\ mA} = \frac{0{,}042\ V}{1\ mA} = 42\ Ohms$$

Este mesmo transistor (T_6), em condições de máxima excitação, ou seja, em torno de 20 Watts de saída como previsto anteriormente, terá o seu ri_6 alterado para:

$$ri_6 = \frac{Vbe}{Ib} = \frac{0{,}02\ V}{10\ mA} = 2\ ohms$$

O Vbe e Ib conseguidos desta vez referem-se a uma região onde a relação entre Δ Vbe e Δ Ib **é sempre** 0,02 V e 10 mA, respectivamente.

Nota-se que existe uma grande diferença entre aquele "ri" correspondente a T_6 sem sinal e este último com máximo sinal, porém, como o "Ri" esperado é o que corresponde à máxima potência, tomaremos este último (2 ohms) como referência para se obter "ri_6" cujo valor serve para determinar R_{12}.

Para tornar mais prático o cálculo, se a categoria do amplificador for superior a 10 Watts, como "ri" é insignificante em relação a Rp (β . R_{14}) este poderá ser desprezado.

Definição de "Ri"

O valor de "Ri" (Ri_6) será conseguido através do ri_6, R_{14} e β (T_6), como mostrado na figura 12.

Assim temos:

$$Ri_6 = ri_6 + (R_{14} \cdot \beta_6)$$

a) Com $\beta_6 = 20$

$$Ri = ri + (R_{14} \cdot \beta_6) = 2 + (0{,}5 \cdot 20) = 12$$

b) Com $\beta_6 = 60$

$$Ri = 2\ (0{,}5 \cdot 60) = 32$$

O valor de R_{14} que implica diretamente no "Ri" corresponde a um décimo da impedância do alto-falante, ou seja:

$$R_{14} = \frac{R_L}{10} = \frac{8}{10} = 0{,}8\ \Omega$$

Mas, para que se obtenha maior eficiência na potência de saída, o valor de R_{14} obtido acima como 0,8 Ω foi reduzido para 0,5 Ω.

Cálculo de R_{12}

Conforme já foi dito, o valor de R_{12} na prática, será correspondente a 5 ou 10 vezes àquele indicado como "Ri" já conhecido.

Assim teremos:

a) Com $\beta_6 = 20$

$$R_{12_1} = ri_1 \cdot 5 = 20 \cdot 5 = 100\ \Omega$$

ou:

$$R_{12_1} = Ri_2 \cdot 10 = 20 \cdot 10 = 200\ \Omega$$

b) Com $\beta_6 = 60$

$$R_{12_2} = Ri_1 \cdot 5 = 60 \cdot 5 = 300\ \Omega$$

$$R_{12} = Ri_1 \cdot 10 = 60 \cdot 10 = 600\ \Omega$$

Ficando assim os valores de R_{12} encontrados entre 100 a 600 ohms, será calculada a corrente que circularia no excitador de T_4 (ou T_5).

A tensão necessária para dar início à circulação de corrente Ib em T_6 é da ordem de 0,6 Volts (em T_7 esta tensão é de 0,65 V).

Somando-se esta tensão com aquela percebida em R_{14}, a corrente Ic do excitador T_4 deve desenvolver, em R_{12}, uma tensão de 0,62 V, como mostrado na **figura 14**.

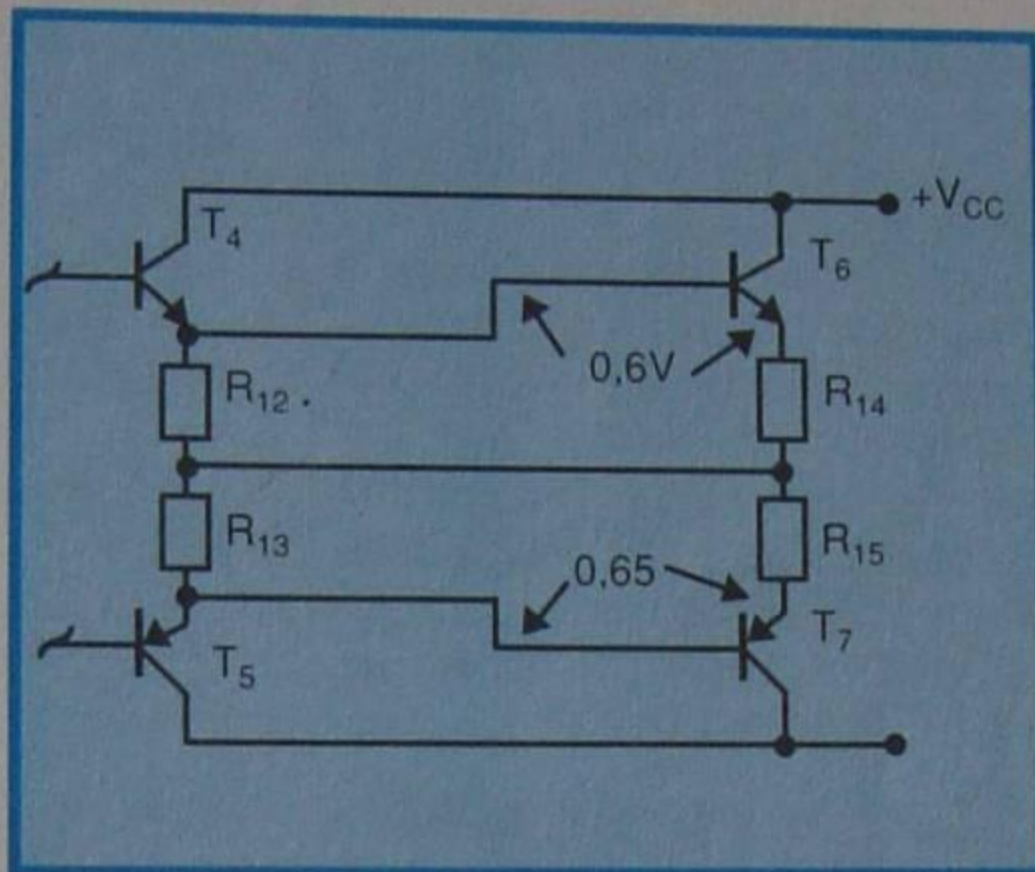



Figura 14 - Polarização.

Se o valor de R_{12} for de 100 Ω, a corrente em T_4 será de:

$$Ic\ (T_4) = \frac{Vbe\ (T_6) + Vr_{14}}{R_{12}} = \frac{0{,}62}{100} = 6{,}2\ mA$$

Nota-se que haverá uma excessiva corrente (Ic) em T_4, muito acima daquela recomendada para um tipo como este.

Considerando que esta corrente deve estar em torno de 1 a 2 mA, como citado, o valor de R_{12} ideal seria entre 300 e 600 ohms.

Neste circuito, será escolhido R_{12} como um de 400 ohms.

Conforme a figura 14, R_{13} tem a mesma função de R_{12} para o T_7, porém a tensão Vbe percebida em T_7 é de 0,65 V.

Determinação de R_9

A tensão desenvolvida em R_9, resistor de carga de T_3, quando se altera para o semi-ciclo positivo, per cebe-se uma corrente em T_4 e, no negativo, emT_5, através do capacitor C_5.

Portanto até certo ponto, para se obter um maior ganho na amplificação, é conveniente que o valor de R_9 seja maior que a impedância de entrada de T_4.

Esta impedância, que será tratada como Ri_4, pode ser determinada sabendo-se o ri_4 e o β de T_4.

O "ri4" aqui mencionado é o que se refere à resistência de entrada de T_4, e conseguido através de um gráfico semelhante ao da **figura 15**.

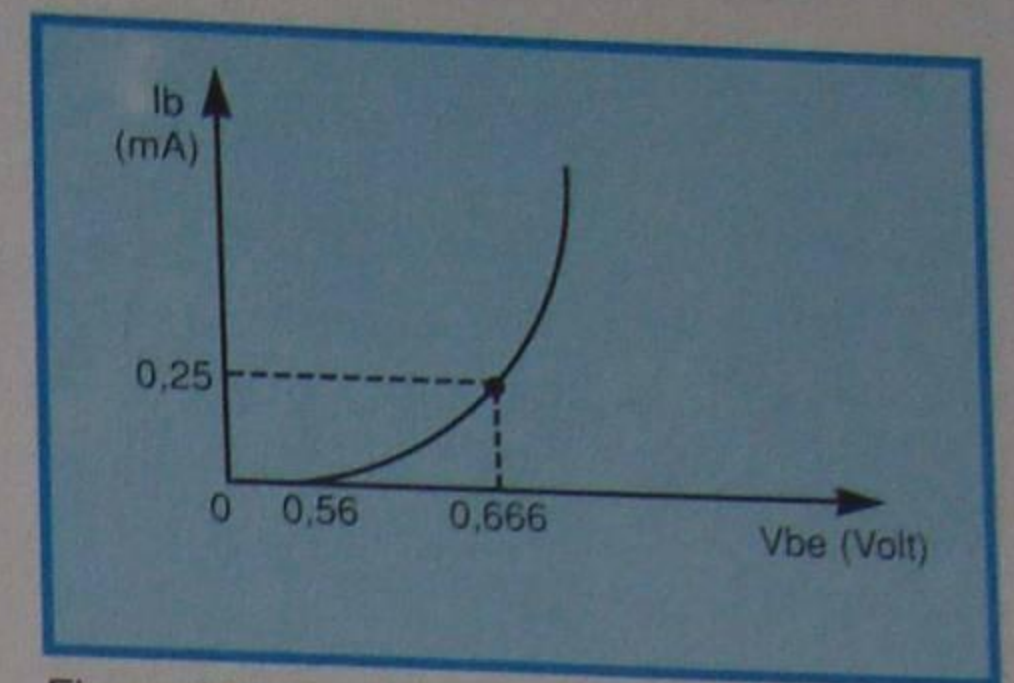



Figura 15 - Curva Ib x Vbe de T_4.

Logo:

$$ri_4 = \frac{\Delta Vbe}{\Delta Ib} = \frac{0{,}666 - 0{,}56\ V}{0{,}25 \cdot 10^{-3}} = 420\ ohms$$

Sendo 420 ohms o valor de ri_4 e admitindo-se que o transistor possua um β = 85, o valor de Ri4 será:

$$Ri4 = ri_4 + (29 \cdot \beta) = 420 + (29 \cdot 80) = 2{,}320\ (2k3)$$

Obs.:

O valor 29 ohms corresponde à soma (em paralelo) de R_{12} (400Ω) e "Ri_6" (32Ω).

Para tornar mais clara a explicação, mostramos a título de lembrete a **figura 16.**

O valor de R_9, que se encontra em paralelo com "Ri_4" de 2k3 Ω, já obtido, calcula-se como 5 ou 10 vezes maior que "Ri_4", ou seja:

$$R_9 = Ri_4 \cdot 5 = 2K3 \cdot 5 = 11{,}5\ K \cong 12\ K$$

$$ou\ \ 2K3 \cdot 10 = 23\ K$$

Como R_9 implica diretamente na corrente do excitador T_4 (T_5), será determinado após a verificação de R_8, que se encontra em série com R_9.

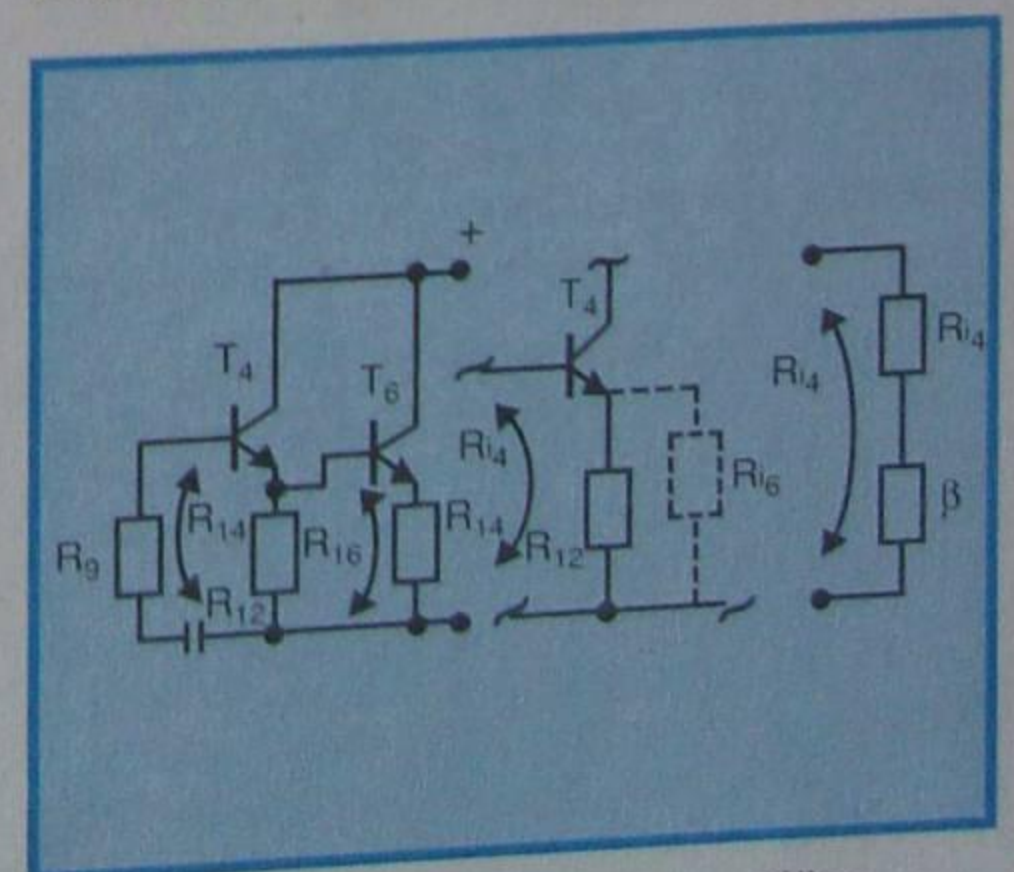



Figura 16 - Esquema parcial para análise.

Determinação de R 8

Observe a **figura 17**.

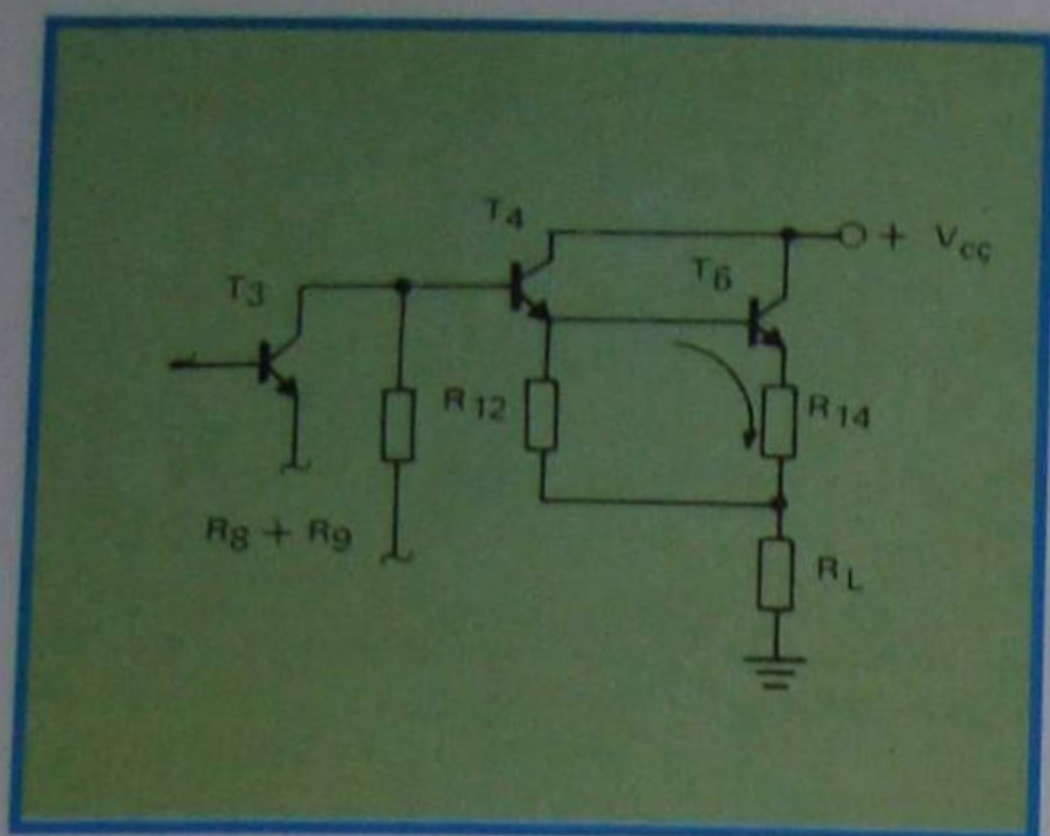



Figura 17 - Acoplamento entre T_4 e T_6.

Suponha-se que no circuito exista um único resistor correspondente à soma de R_8 e R_9.

Neste caso, o acoplamento entre T_4 e T_6 passa a ser um "seguidor de emissor", tendo um ganho inferior a um (< 0 dB).

Com a introdução de R_8 e C_5, como se encontra originalmente, o circuito passa a ter um ganho em torno de 10 a 20 dB.

O valor total dos resistores R_8 e R_9 deve ser calculado, tomando-se como referência a corrente de T_4.

Na prática, esse valor é calculado levando-se em consideração o capacitor C_5 que influi diretamente no valor de R_8, pois C_5 será menor quanto maior for R_8 ou vice-versa.

Seja R_8 igual a metade, (ou 30%) do valor de R_9, e considerando R_9 como 12 Kohms (5 Ri_4), teremos:

a) $R_8 = R_9 . 0,5 = 12 K . 0,5 = 6K$
$R_8 = R_9 . 0,3 = 12 K . 0,3 = 4K6$

Se o valor de R_9 for igual a 10 Ri_4, teremos:

a) $R_8 = 23 K . 0,5 = 11,5 K (10 K)$

$R_8 = 23 K . 0,3 = 6,9 K (7 K)$

Revisão do Projeto

Com a experiência adquirida, serão revisados os assuntos já tratados, levando-se em consideração os seguintes pontos:

a) O valor de β do transistor adquirido como T_4 (T_5) é de 40, enquanto que o β de T_6 (T_7), é de 20.

b) Os transistores T_4 (T_5) e T_6 (T_7) encontram-se polarizados em classe B.

c) O T_3 deve ser polarizado em classe A.

Portanto, no coletor de T_3, mesmo sem sinal, deverá permanecer uma certa corrente, que será igual a um valor médio daquela correspondente ao máximo e mínimo sinal aplicado.

De preferência, esta corrente média deve ser calculada como sendo o dobro daquela provocada pelo sinal aplicado.

Em outras palavras, como na **figura 18a**, se a corrente média for inferior aquela variável com o sinal aplicado, quando esta atingir seu ponto máximo teríamos uma inevitável distorção na saída de T_3, o que não aconteceria, por exemplo, se a corrente média fosse igual à mostrada na **figura 18b**.

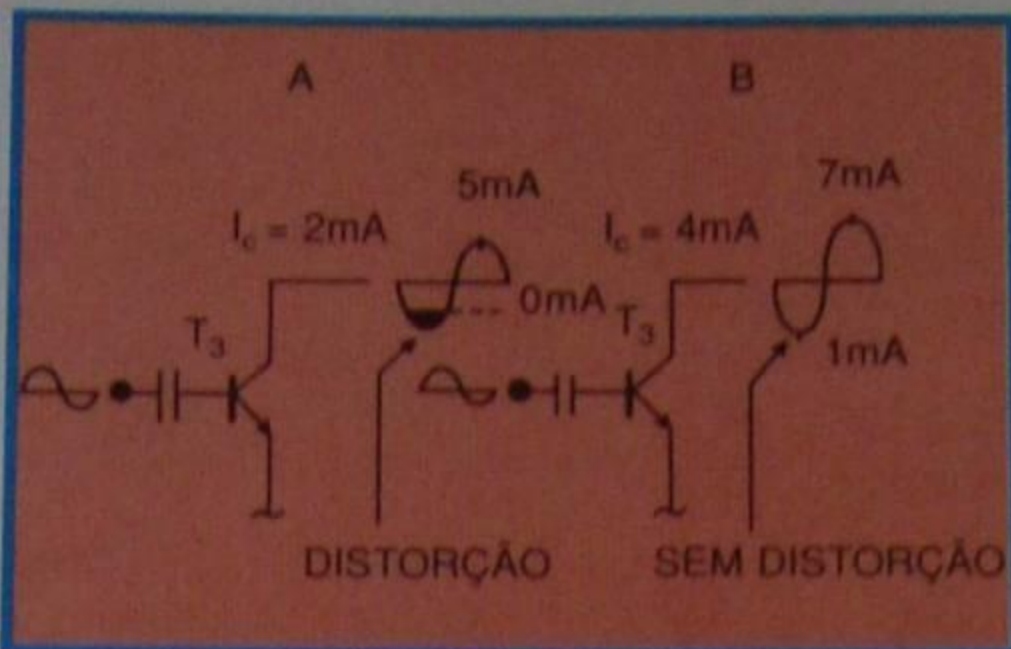



Figura 18 - Valores para Ic_3.

A potência máxima na saída do amplificador, corresponde ao momento em que a tensão entre o ponto de união dos resistores R_{14} e R_{15} atinge 23 Volts (ou -23 Volts).

Portanto, para um máximo rendimento, é necessário que a tensão sobre o alto-falante seja nula (0 Volt sem sinal).

Para que se consiga tal condição, na extremidade do resistor de carga de T_3 ($R_8 + R_9$), deve ser encontrada uma tensão igual à metade da fonte, ou seja, 25 V, conforme mostra a **figura 19**.

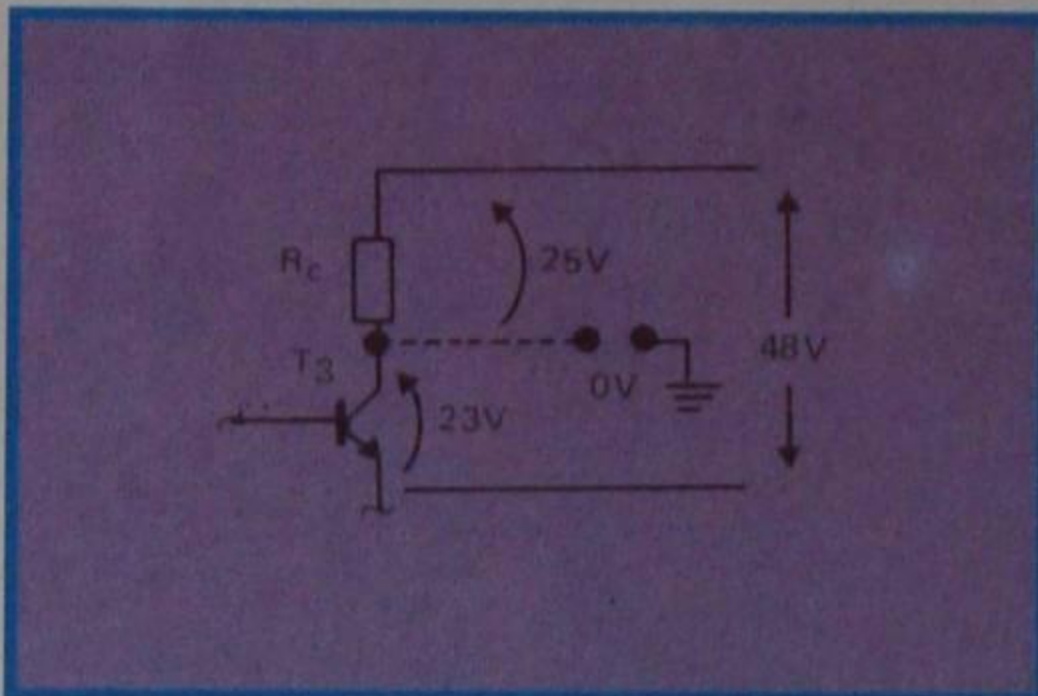



Figura 19 - Análise das tensões em T_3.

Supondo-se que a corrente de coletor máxima em T_3 é de 4 mA e sua Vce seja de 23 Volts, o valor de Rc, mostrado na figura, deve ser :

$$Rc = \frac{Vce}{Ic} = \frac{23\ V}{4mA} \cong 5\ 800\ (5K8)$$

Como foi mostrado, para se saber o valor de Rc de T_3 ($R_8 + R_9$) é necessário antes saber a corrente média adequada para o transistor T_3 e esta depende da corrente de base de T_4 (T_5).

Definição de Rc ($R_8 + R_9$) de T_3

Através do 1º exemplo, sendo necessária uma corrente de 4 mA no transistor T_3, a qual depende dos β de T_4 (T_5) e T_6 (T_7), conclui-se que o Rc adequado para T_3 é 5,8 kohms.

Por outro lado, como mostrado na **figura 20**, se os transistores escolhidos como T_4 e T_6 possuírem valores de β bem elevados, necessitaríamos de uma corrente

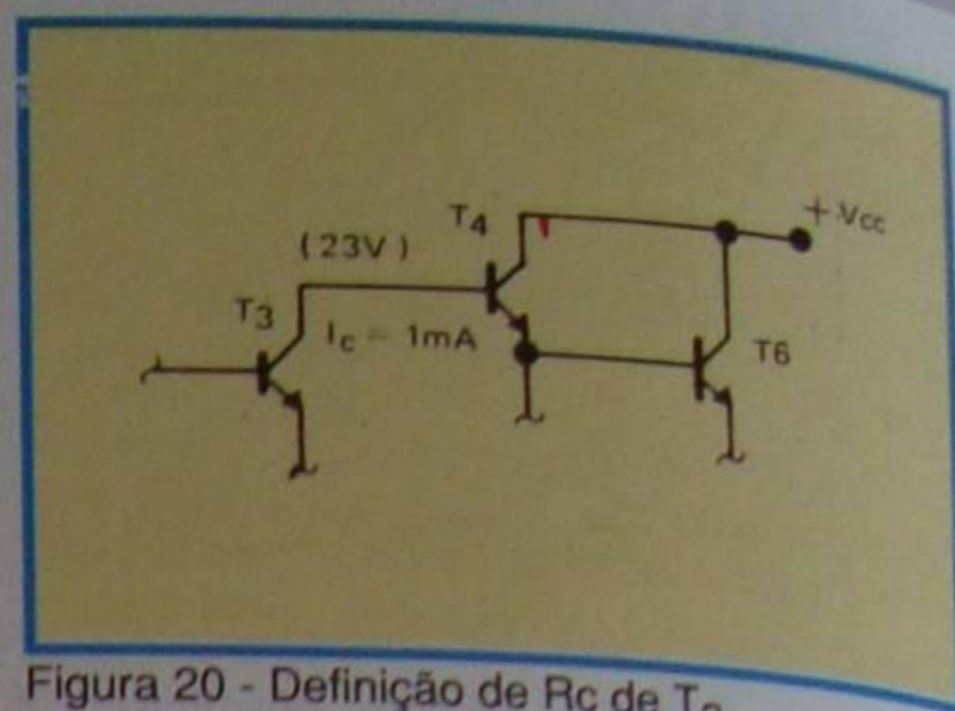



Figura 20 - Definição de Rc de T_3.

de coletor bem inferior a 4 mA em T_3 passando o valor de Rc ($R_8 + R_9$) para 23 kohms, um valor bem mais elevado em relação ao anterior (5 K 8 ohms).

Relação entre os valores de R_8 e R_9

Embora os valores calculados, para Rc de T_3, estejam entre 5K8 e 23 K, do ponto de vista prático é conveniente manter a corrente Ic em torno de 3 mA e portanto, o valor adequado de Rc será:

$$Rc = \frac{Vce}{Ic} = \frac{23}{3 . 10^{-3}} \cong 7\ 700\ (8\ k\Omega)$$

A relação entre R_8 e R_9, que representam o Rc provocado, é:

$R_8 : R_9 = 1 : 2$ ou $2 : 3$

Portanto $R_8 = 2,7 K$ e $R_9 = 5,4 K$

ou

$R_8 = 3K2$ e $R_9 = 4,8 K$

Como determinar C_5

Como já foi explanado, não havendo o capacitor C_5, o ganho do estágio no transistor T_4 passa a ser inferior a 1 (< 0 dB).

Nesta condição, para que se obtenha uma potência máxima de 20 Watts, conforme a **figura 21a**, é necessária a disponibilidade de uma tensão de 23 Volts como Vce de T_3, e outra, de mesmo valor na extremidade de Rc ($R_8 + R_9$).

No entanto existem alguns fatores que diminuem estas tensões, tal como R_{11} usado como filtragem da fonte e Re no emissor de T_3, que é usado para a melhoria no circuito com relação à distorção.

Observe **figura 21b**.

Por outro lado, aplicando-se um capacitor como C_5, verifica-se que a tensão necessária para se obter uma condição ideal, não depende diretamente daqueles

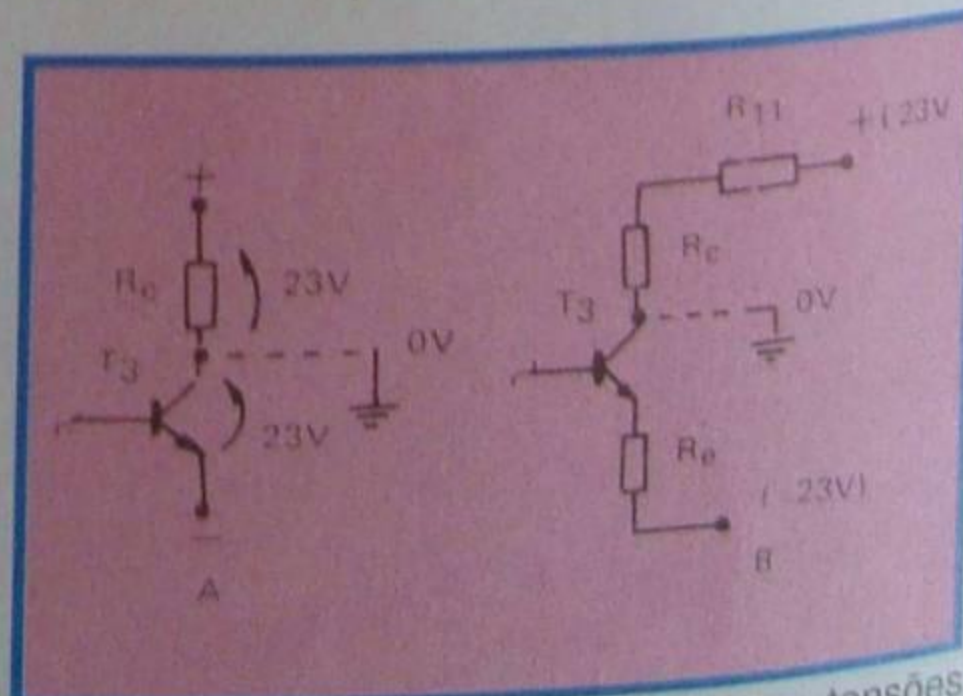



Figura 21 - Influência de R_{11} e Re nas tensões de T_3.

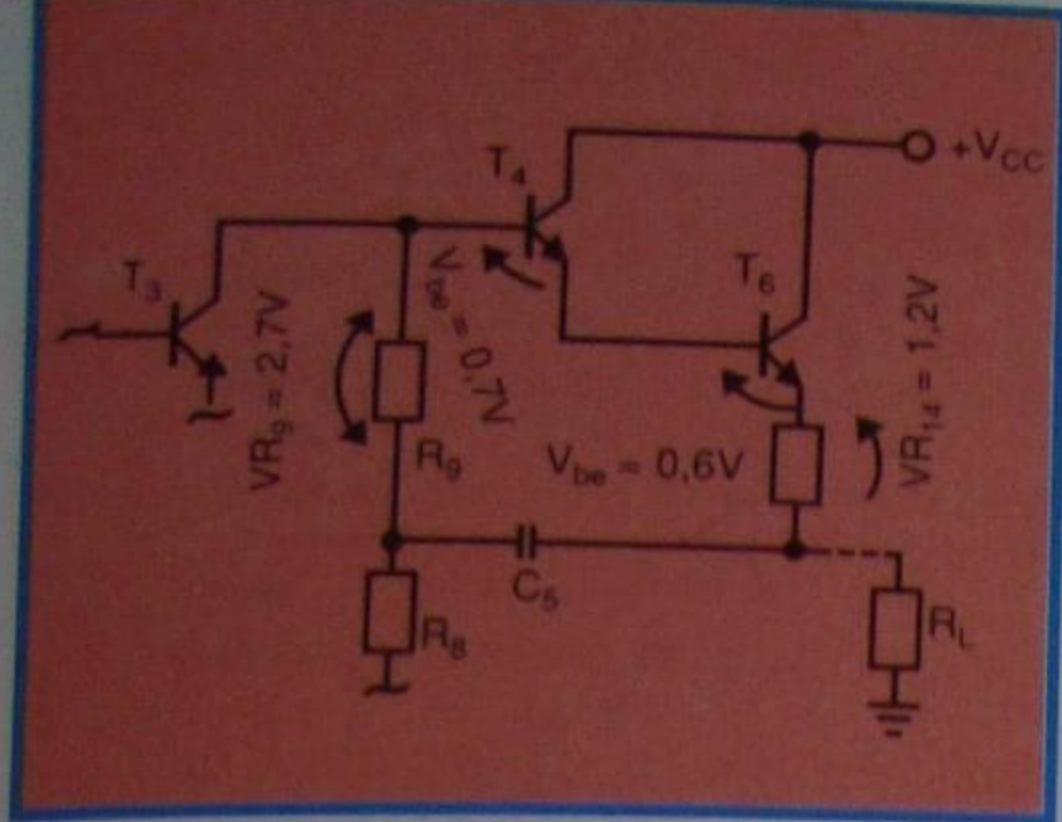



Figura 22 - Demontração de VR_9.

fatores anteriormente citados, passando a ser apenas 2,7 Volts, aproximadamente, a queda de tensão em R_9, a qual corresponde à soma das tensões emissor -base de T_4 e T_6, mais a queda em R_9, não havendo a influência de R_{11} e Rc. Tais fatos estão ilustrados na **figura 22**.

O valor de C_5 é escolhido em regra, levando-se em conta que a impedância deste capacitor, seja mínima possível, até nas freqüências mais baixas a serem respondidas pelo amplificador .

Como isto depende muito do β dos transistores empregados como T_4 (T_5) e T_6 (T_7), será determinado através da seguinte fórmula:

$$C_5 = \frac{10^6 \cdot \beta_4 \cdot \beta_6 \cdot Rc}{2\pi fc \cdot R_8 \cdot R_9}$$

Considerando o β máximo em T_4 como 100 e, em T_6, β = 30, o valor de C_5 escolhido pode ser de 100μF, aproximadamente.

O transistor T_3, como já foi discutido, encontra-se polarizado em classe "A" com Ic = 3mA, aproximadamente, tendo Vce máximo em torno de 23 Volts.

Desta forma escolhe-se um tipo de transistor que possua uma potência de coletor de 200 mW, com isolação de 50 Volts ou mais.

Revisão da polarização dos transistores de saída

Rigorosamente falando, os transistores de saída, mesmo sem sinal, encontram-se polarizados com uma pequena corrente. Desta forma, a polarização dos mesmos, que até aqui consideramos como classe B, seria mais correto considerar como AB.

Esta pequena corrente constante, tem como finalidade evitar a distorção "cross-over ", já comentada anteriormente.

A tensão total necessária para manter os 4 transistores (saídas e excitadores) polarizados adequadamente está em torno de 2,5 Volts, como mostrado na **figura 23**.

Esta tensão de 2,5 Volts é obtida na extremidade de um resistor Rb, mostrado na **figura 24,** e portanto, se a corrente em Rb for constante, constante será a tensão necessária para polarizar os transistores T_4, T_5, T_6, e T_7 que dependerá unicamente do valor da Rb ajustado adequadamente. Porém, para tal ajuste, este método, que é

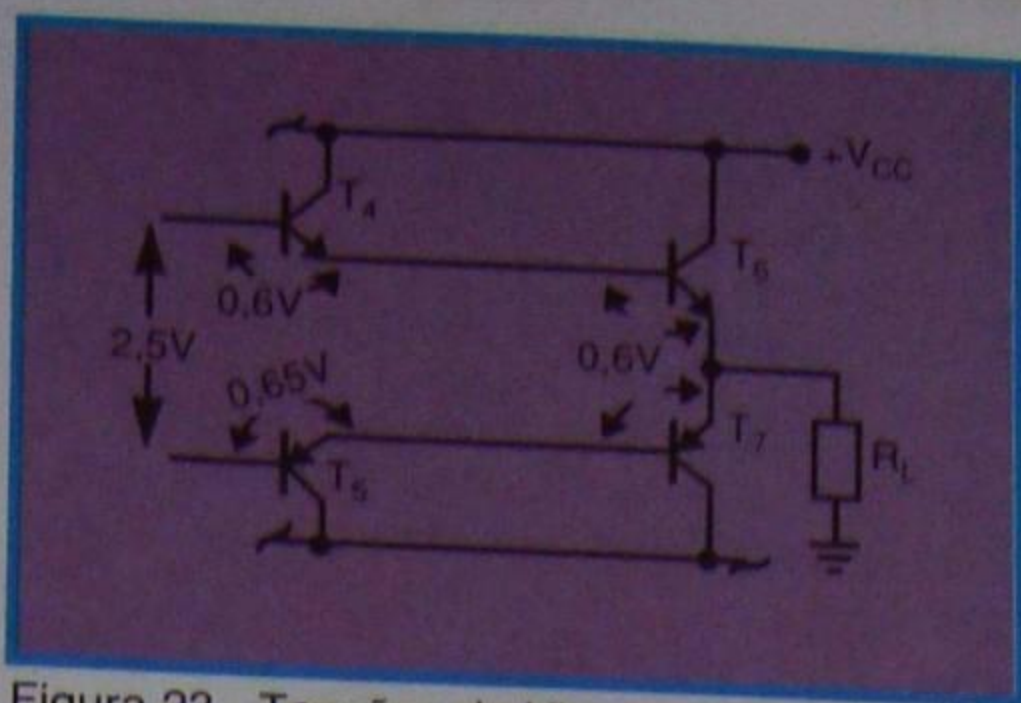



Figura 23 - Tensões de Vbe.

bastante simples, tem o seguinte problema: A corrente mencionada para manter polarizados adequadamente os 4 transistores, com este método, só é viável para uma determinada temperatura (normalmente 25°), visto que a corrente varia em função da subida ou queda de temperatura ambiente.

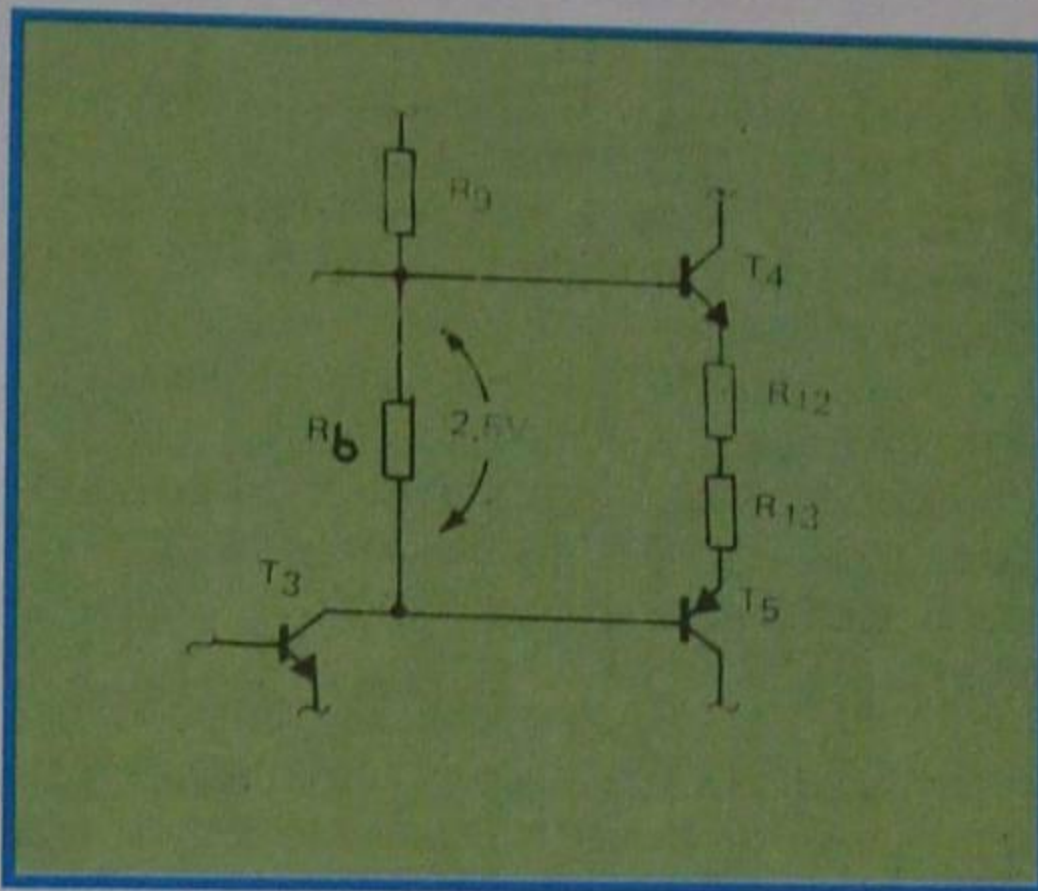



Figura 24 - Tensão sobre Rb.

Para que se evite esta inconveniência, no lugar de um resistor comum usa-se alguns diodos em série, polarizados diretamente, tendo desta vez uma tensão praticamente invariável com a mudança da temperatura ambiente.

Considerando como 0,6 V a tensão percebida sobre cada um dos diodos, para manter polarizados os quatro transistores adequadamente, precisamos de 2,4V, o que torna necessário empregar 4 diodos. Porém, com uma tensão de 2,4V, ainda existe a possibilidade de polarizar os 4 diodos na região de baixa condução e, conseqüentemente, a insuficiência de corrente em T_3.

Na prática, usa-se um resistor ajustável em série com diodos em um número inferior (3 diodos) .

Escolha dos diodos para Rb

Para a função de Rb, devem ser escolhidos diodos de um tipo, cuja corrente seja bem próxima a corrente de coletor de T_3 (aproximadamente 3 mA).

Observando-se o gráfico da **figura 25**, encontraremos duas curvas, **A** e **B**. A curva **A**, é a que corresponde a um diodo apropriado para uma corrente muito alta e está polarizado com uma pequena corrente, ou seja, 3 mA aproximadamente, neste circuito.

Nota-se que no referido diodo, quando a corrente do mesmo varia de 3 mA para 8 mA, a tensão também se altera

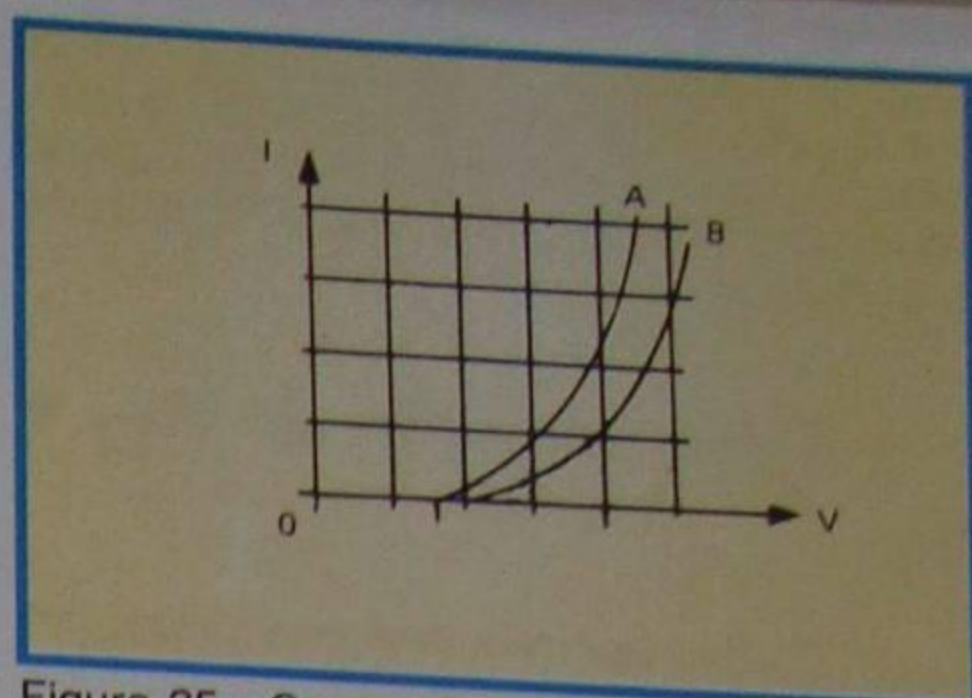



Figura 25 - Curvas dos diodos escolhidos para Rb.

consideravelmente, de 0,6 V para 0,57 V, o que corresponde a uma alteração de 1,2V nos 4 diodos em série para a função de Rb; enquanto que no outro, aquele que corresponde à curva **B**, a variação da queda de tensão é mínima, quase insensível com a mudança de corrente, a qual é alterada em função da variação de temperatura do diodo.

Devido a isto, é sempre conveniente usar um diodo caracterizado como o da curva **B** para a função de Rb. Devem também ser escolhidos diodos caracterizados por uma corrente máxima entre 50 a 200 mA.

Escolha de T_1 e T_2

Basicamente, nos circuitos semelhantes a este, para que se mantenha a estabilidade da tensão de saída, é necessário que o valor do resistor correspondente a R_5 seja relativamente elevado.Como isto implica diretamente na limitação da corrente dos transistores, T_1 e T_2 associados a este resistor , devem ser escolhidos transistores que trabalhem com a mínima corrente de coletor , com um β relativamente elevado, que permitam o uso de um resistor de valor elevado como R_5.

Se os tipos escolhidos como T_1 e T_2 forem aqueles cuja corrente de coletor fica em torno de 0,4 mA , passaria por R_5 uma corrente de 0,8 mA.

O valor de R_5 seria então determinado como 30 Kohms, aproximadamente. A tensão de polarização de T_3, que depende de R_4, deve ser mantida ao redor de 0,6 Volts. Desta forma, considerando a corrente de R_4 como 0,4 mA, igual à metade daquela em R_5, o valor de R_4 será de 1,5 Kohms.

Porém, como esta corrente difere muito, dependendo do transistor escolhido, na prática usa-se um resistor fixo de 1Kohms em série com um outro ajustável do mesmo valor , como mostrado na **figura 26.**

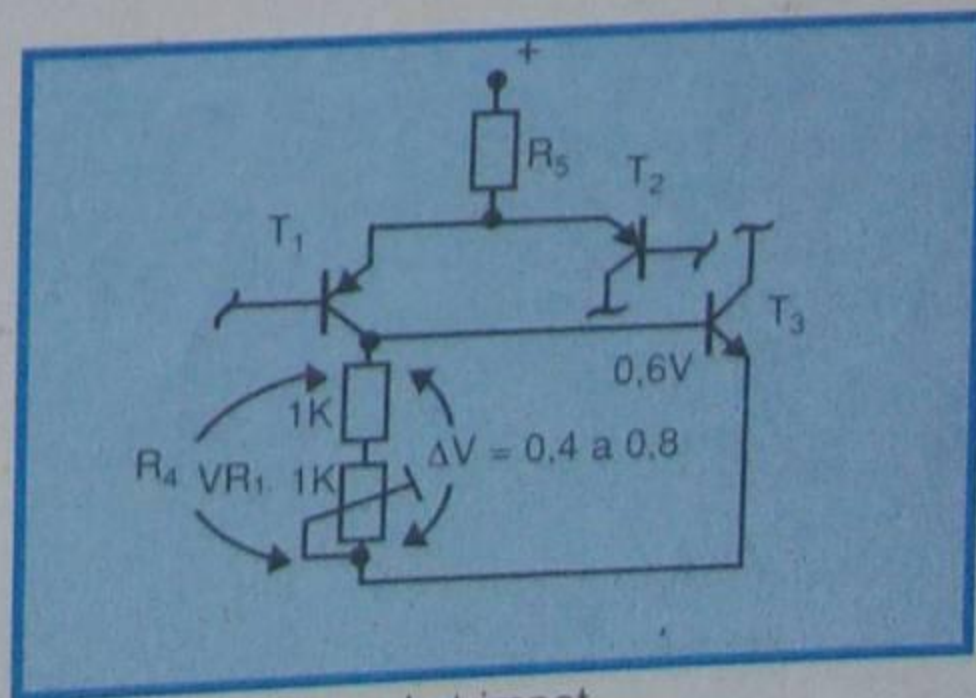



Figura 26 - Ajuste do trimpot.

O trimpot deve ser ajustado em tal ponto, onde a tensão no terminal do alto-falante passe a ser zero Volts em relação ao chassi, sem sinal na entrada do amplificador .

Determinação de R_{11} e C_3

Para tornar mais eficiente a filtragem da corrente da fonte de alimentação dos transistores T_1, T_2 e T_3, foram aplicados ao circuito R_{11} e C_3.

Quanto maior forem os valores do resistor e do capacitor, mais eficiente seria a filtragem, porém isto implicaria em uma maior queda de tensão da fonte.

Calcula-se o circuito, limitando-se esta queda de tensão entre 2 e 5 Volts. Sabendo-se que a corrente em R_{11} está em torno de 4 mA, determina-se o valor deste entre 500 ohms e 1,2 KΩ.

O capacitor C_3 neste caso, será de 30 a 50 μF, ou seja:

$$X_C(C_3) \leq \frac{R_{11}}{10}$$, em torno de 50 a 60 Hz

Circuito de realimentação negativa

Este circuito tem como finalidade compensar a deficiência na amplificação causada pelos transistores, que resulta em uma distorção do sinal obtido na saída. A realimentação é aplicada à base de T_2 através de R_7, ligada ao terminal do alto-falante.

Existem também R_6 em série com C_4, formando um divisor de tensão com R_7.

A realimentação aplicada na base de T_2 provoca uma queda de tensão nos dois emissores através de R_4 e portanto a mesma queda também se reflete no coletor de T_1. Para permitir que T_1 e T_2 sejam polarizados em uma condição de trabalho, os valores de R_3 e R_7 devem estar igualados.

Considerando que este valor está em torno de 20 Kohms a 100 Kohms, os valores de R_3 e R_7 serão escolhidos como 50 Kohms.

Ganho do amplificador

O sinal de entrada, correspondente a máxima potência de saída, deve estar entre 0,5 V a 1 V. Considerando a máxima potência como sendo de 20 Watts, a tensão desenvolvida no alto-falante (8 ohms) será de 13 Volts. A proporção entre os sinais de saída e o de entrada será de 26 vezes.

Admitindo este número como sendo o ganho do circuito e o valor de R_7 de 50 Kohms, a relação que existe entre R_6 e R_7 é de:

$$\frac{R_6 + R_7}{R_6}$$

determinando que o valor de R_6 deve ser escolhido entre 1,5K e 2Kohms.

O capacitor C_4 tem como finalidade isolar a C.C. do circuito. Por outro lado, se C_4 for de um valor muito elevado haverá uma inevitável perda de ganho em C.A. Deverá ser escolhido como C_4 um capacitor cuja reatância do mesmo, na freqüência mais baixa, (considerada como sendo igual a 5 Hz) corresponda a um valor igual a R_6.

Este valor pode ser determinado através da seguinte expressão:

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f R_6}$$

Muito embora obtenhamos um valor de 20 μF aproximadamente, do ponto de vista prático, usa-se um tipo de 47 μF.

O capacitor C_2, de acoplamento, será calculado com o mesmo critério adotado para C_4. Considerando a impedância de entrada deste amplificador como sendo de 50 K, e a freqüência mais baixa considerada como sendo de 5 Hz, será usado um tipo de 1 a 2 μF.

O resistor R_1 é de carga para C_2, evitando desta forma o ruído ("clic") provocado pela chave seletora de entrada. Na prática, escolhe-se um valor igual a 10 vezes maior que R_3; portanto o mesmo será de 400 a 500 K.

R_2 e C_1 tem como finalidade evitar a interferência causada por radiofreqüência. Considerando-se a freqüência mais alta como sendo de 20 KHz, o valor de C_1 será de 300 pF, aproximadamente; R_2, por sua vez, será determinado como sendo um décimo de R_3 e portanto será de 3 a 5 Kohms.

Necessidade do uso de um estágio diferencial na entrada

Atualmente, estão muito em uso os amplificadores diferenciais, devido às suas inúmeras propriedades, das quais podemos destacar as seguintes:

a) O sinal de saída de um dos coletores equivale à diferença dos sinais aplicados a cada uma das bases.

b) Apresenta maior linearidade de saída, reduzindo a distorção.

Esses amplificadores exigem valores de β bem próximos nos transistores, da ordem de 10% a 20% de tolerância.

Neste circuito, foi utilizada a primeira propriedade para que se pudesse manter a tensão no alto-falante o mais próximo possível de zero Volt, utilizando-se de uma realimentação negativa de corrente contínua sobre uma das bases deste amplificador diferencial, enquanto que a outra entrada deste diferencial foi empregada como entrada de sinal, reduzindo-se a distorção, mesmo com variações na tensão da rede.

Analizando-se apenas a parte referente a este circuito, na figura 6, observamos que a tensão no coletor de T_3 é igual à tensão no ponto de ligação do alto-falante. Considerando-se que esta tensão se torne positiva, neste caso a base de T_2 também se tornará positiva, conseqüentemente diminuindo a corrente de coletor deste (transistor PNP).

Isto faz com que haja também uma queda de tensão sobre R_4 em função da diminuição da corrente de coletor de T_2.

O T_3, por sua vez, como tem sua base ligada à massa através de R_3, sofre um aumento de Ic (maior Vbe).

O acréscimo de Ic provoca um aumento de corrente em R_5, aumentando a tensão sobre este, e esta tensão desenvolvida na extremidade de R_5 é aplicada à base de T_3, tornando-a positiva em relação ao seu emissor. Este efeito torna mais negativa a tensão de coletor de T_3, em função ao aumento de Ic deste, conseqüentemente gerando a estabilidade na tensão de coletor .

Especificações máximas

A preocupação do fabricante em fornecer esse grupo de informações é estabelecer os limites físicos e elétricos sob os quais o dispositivo não se deteriora, mantendo as características que permitam um bom funcionamento.

Portanto é ponto pacífico que nenhuma das especificações máximas deve ser excedida sob nenhuma condição, assim como cada uma delas é uma limitação individual, não se garantindo, de forma alguma, que duas ou mais especificações máximas possam ocorrer simultaneamente.

Entre as especificações máximas mais comuns temos:

-Tensões máximas entre coletor e emissor , coletor e base e emissor e base.

Muitas vezes este valor não é bem especificado quanto às condições em que é medido, mas permite uma rápida visualização à limitação em tensão do transistor.

-Dissipação máxima a uma determinada temperatura ambiente.

-Dissipação máxima a uma determinada temperatura de encapsulamento.

Com esses dados é possível deduzir os valores da resistência térmica entre junção e encapsulamento e da resistência térmica entre encapsulamento e ambiente que são os parâmetros que realmente caracterizam e delimitam o funcionamento do transistor do ponto de vista de dissipação térmica.

- corrente máxima de coletor

O fabricante procura normalmente limitar a corrente máxima de coletor, visando evitar alguns problemas que possam ocorrer em uso normal tais como redução do valor de β abaixo de um certo valor mínimo, etc.

-Temperatura máxima de junção

É a máxima temperatura que a junção coletor-base suporta com o transistor operando. Esta temperatura depende do material de que é feito o transistor, do processo de fabricação e do tipo de encapsulamento.

-Temperatura de armazenagem

Especifica a faixa de temperatura dentro da qual o transistor pode ser estocado sem que as suas características se deteriorem com o tempo.